Subject: جلسه اول

Year: ۹۸ Month: ۱۱ Date: ۲۳

مدارهای مخابراتی :

نرم افزار کلی مدارهای مخابراتی در فرکانس های بالا ADS است مثل orcad است (پول درایو)

پیشرفته ADS را تا آخرین جلسه کلاسی می توانم تحویل دهم.

مراجع :

۱. مدارهای مخابراتی دکتر عبدی پور (دانشگاه صنعتی امیرکبیر) «انتشارات نص»

2. Communication circuit Analysis and design
(clark and Hess) → مثالهای خوبی دارد فایل pdf روی سایت

3. modern Communication circuit [j. Smith]

4. Solid state Radio Engineering
[Herbert L. krauss , Charles w. Botian]

5. Analog Integrated circuits for Communications
[pederson]

Arman

1

ارزیابی:

مبنا هر جلسه کوئیز: «کوئیز از 3 جلسه آخر»

۴ فصل را از کتاب کمرایی‌پور درس می‌دهد و ۴ تا تمرین تحویلی هم داریم. پایان هر فصل کارها مشخص می‌کند.

تحویل تمرین‌ها 2 جلسه بعد از اعلام تمرین می‌باشد. (بصورت ایمیل) اسکن می‌کنیم سپس ایمیل می‌کنیم با عنوان Subject فارسی مدارهای مخابراتی. اسم فایل شماره دانشجویی می‌خواد

۱۰ نمره پایان ترم

۶ نمره میان‌ترم ← ۲۳، ۲، ۹۶ تا پایان فصل دوم

4 نمره کوئیز، تمرین، حضور در کلاس

2 نمره برای پروژه ADS (علاوه بر 20) شبیه‌سازی مدارهای مخابراتی از طریق ADS

۱۰ جلسه آخر فیلم آموزشی ADS را از utube دانلود کنیم.

Arman

Scanned by CamScanner

Subject: جلسه اول شنبه

Year: ۹۵ Month: ۱۱ Date: ۲۳

«مدار مخابراتی»

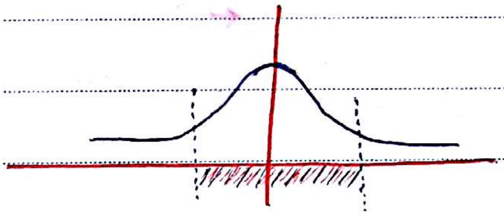
هدف این درس آنالیز و طراحی بلوک‌های کلیدی در یک سیستم فرستنده و گیرنده آنالوگ می‌باشد.

نویز به صورت سیگنال است و اغتشاش ایجاد می‌کند. وقتی نویز اینه به تمامی فرکانس‌ها را پوشش می‌دهد.

مدار مخابراتی در فرکانس‌های بالا است.

دلایل استفاده از مدار مخابراتی در فرکانس‌های بالا:

1. کاهش ابعاد آنتن و مدار
2. افزایش پهنای باند و ارسال همزمان چند سیگنال
3. کاهش اثر نویز در فرکانس بالا (به‌خصوص در نویزهایی که با منشأ خارجی)



نکته: در فرکانس‌های بالاتر توان کمتر می‌شود ←

بازه صوتی که ما می‌توانیم بشنویم 20 HZ — 20 KHZ

Scanned by CamScanner

Subject: جلسه دوم ؟شنبه

Year: ۹۶ Month: ۱۱ Date: ۳۰

- وقتی بخواهیم یک سیگنال مثل سیگنال صوت را ارسال کنیم باید ابتدا تقویت شده سپس مدولاسیون خاصی روی آن انجام شود و بعد روی آنتن از آن طرف در آنتن گیرنده دریافت شود و دمودولاسیون انجام شود و سپس برگرداند سیگنال را. و در این مسیر ممکنه یکسری اتفاقات مثل نویز آنها بیفتد.

وقتی یک سیگنالی را تقویت می‌کنیم قطعاً نویز هم بهش تقویت می‌شه پس باید تقویت کننده هایی با نویز پایین طراحی کنیم.

زمانی که یک سیگنال سینوسی با یک مقدار فرکانس ثابت است که ما آن فرکانس خاص را ارسال می‌کنیم

۳ نوع مدولاتور AM و FM و PM داریم که هر کدام دمودولاسیون دارند.

تقسیم بندی مدارات تشدید و تزویج:

مدار تشدید ← امپدانس معادل آن مدار معادل مقاومتی شود حالا می‌تواند RLC سری یا موازی یا ترکیب RLC سری و موازی شود و مدار از حالت امپدانسی تبدیل به مدار مقاومتی می‌شود.

مدار تزویج ← مدارات سیگنال که بر روی هم اثر می‌گذارند.

انواع باند:
- مدارات باند وسیع
- مدارات باند باریک

2:
- مدارات سری: به وسیله منبع ولتاژ تحریک می‌شوند.
- ✓ مدارات موازی: به وسیله منبع جریان تحریک می‌شوند.

بیشتر روی این مدار مقاومتی بحث می‌شود.

Arman

Scanned by CamScanner

3- تزویج ترانسفورماتوری: وجود تلفات، حجم و وزن زیاد، اثرات غیرخطی

ترانسفورماتور یک مبدل ولتاژ است و ساختار آن سلف و هسته است (۲ تا سلف که هم بزارم هسته اش معمولاً هوا است ولی ترانسفورماتور با هسته غیرهوا است) و معایب ترانسفورماتور تلفات و حجم و وزن و اینکه در تمامی فرکانس‌هایی که ما می‌خواهیم نمی‌تواند کار کند.

تزویج خازنی: کدام تأثیر طبقات (تأثیر جریان dc) را نگذارد.

خازن کوپلاژ خازنی است که اجازه عبور dc را نمی‌دهد و این یک نوع خازن تزویج است.

در این حالت تلفات نداره، محدودیت فرکانسی داره و حجم و وزن زیادی هم ندارد.

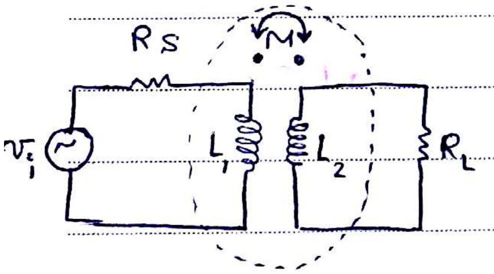
چون $\frac{1}{j\omega C}$ و هرچه ω بالا بیشتره

تزویج مستقیم: نیاز به محاسبات دقیق برای اتصال عناصر به یکدیگر.

سلف و خازن را به هم متصل کنیم.

و معمولاً از نوع دوم و اگر مجبور بشویم از نوع اول استفاده می‌کنیم.

ترانس به عنوان یک عنصر تزویج باید وسیع (استفاده می‌شود):

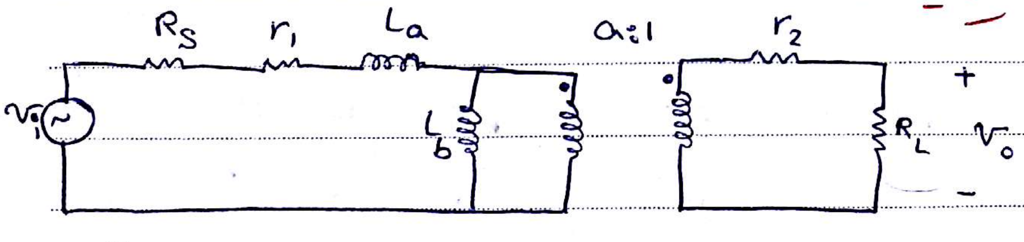


این یک ترانس ایده‌آل است

ترانس ایده‌آل در تمامی فرکانس‌ها قابلیت عبور دارد

ولی ترانس غیرایده‌آل این ویژگی را ندارد.

مدار معادل ترانس غیرایده‌آل:



r_1 و r_2 مقاومت
معادل تلفات
هسته ترانس است

Scanned by CamScanner

Subject:

Year: Month: Date:

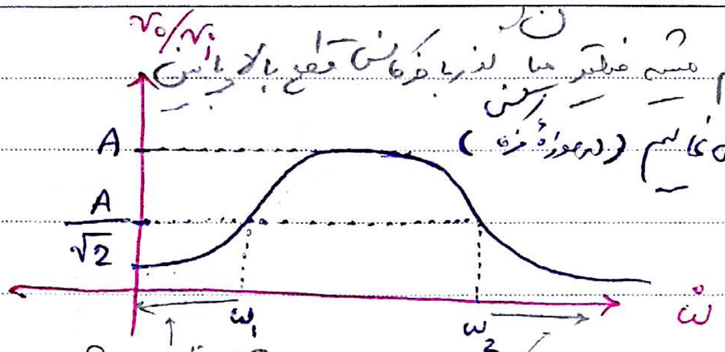
چون در مدار معادل ترانس غیرایده‌آل L_a و L_b داریم مشابه فیلترها لذا با فرکانس قطع بالا و پایین

تابع تبدیل $\frac{v_o}{v_i}$ را بدست آوریم، در رسم می‌نماییم (در حوزه فرکانس)

ترانس غیرایده‌آل

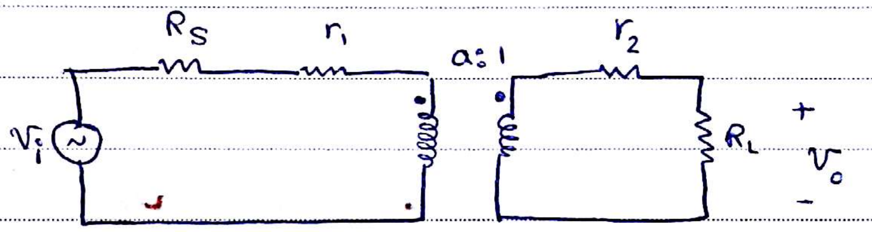
معادل یک فیلتر میان‌گذر است پس

محدودیت فرکانسی ایجاد کرده



در این ۲ محل تابع انتقال تغییر خواهد داشت

مدار معادل ترانس در فرکانس‌های میانی:



مدار معادل را که ساختار پیچیده‌ای دارد به

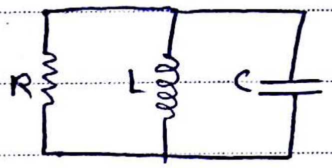
ساختار دیگری تبدیل می‌کنیم

به جای این مدل قرار می‌دهیم.

مدارات تشدید RLC:

(پس فرکانس تشدید، α ضریب تضعیف، BW پهنای باند، Q ضریب کیفیت، Z امپدانس)

دسته اول RLC

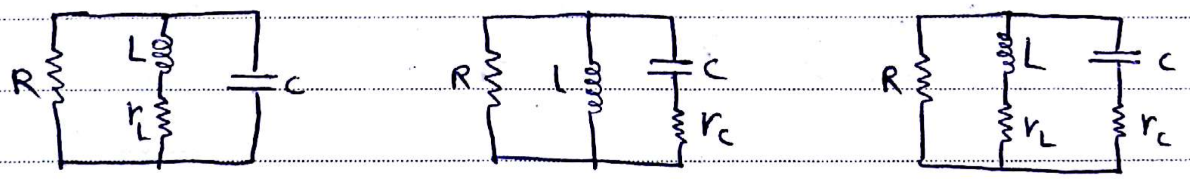


ایده‌آل

در حالت واقعی به مداری برخورد کنیم که L یا C یا هر دو

مقاومت داشته باشند.

ادامه دسته اول



یا خازن مقاومت دارد پس مقاومت خازن — کم‌اثر است

از نابه‌های آن می‌آید

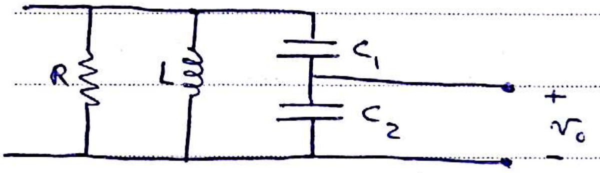
غیرایده‌آل

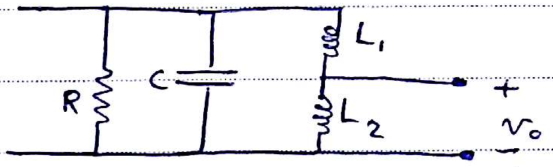
Arman

Scanned by CamScanner

Subject :
Year : Month : Date :

دسته دوم : مدارات تشدید شبه ترانسفورماتوری   شامل ۲ دسته اند



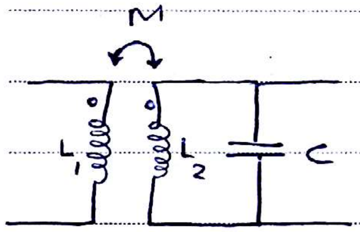


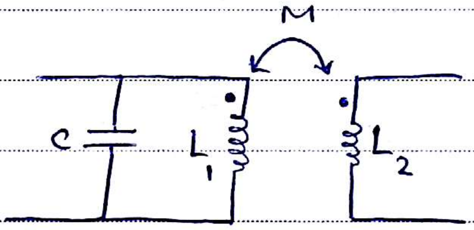
مدار مقسم خازنی ← colpits مدار نوسان ساز

مدار نوسان ساز Hartley ← مدار مقسم سلفی

دسته سوم : مدارات تشدید ترانس های تشدید شده

در این حالت ترانس را خواهیم داشت

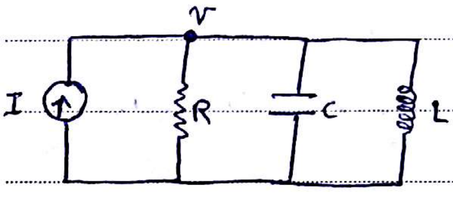




مدار تشدید در ثانویه
چون خازن در ثانویه است

مدار تشدید در اولیه
چون خازن در اولیه است

بررسی مدار RLC موازی (ایده آل)



امپدانس

$$Z(p) = \frac{v}{i} = \frac{p\frac{1}{C}}{p^2 + \frac{p}{RC} + \frac{1}{LC}} = \frac{\alpha . p}{p^2 + 2\alpha p + \omega_0^2}$$

$$Z(j\omega_0) = R \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Arman

Scanned by CamScanner

Subject:

Year: Month: Date:

$$\alpha = \frac{1}{2RC}$$

$$Q = \frac{\omega_0}{2\alpha} = RC\omega_0 = \frac{R}{L\omega_0} = \frac{\omega_0}{BW}$$

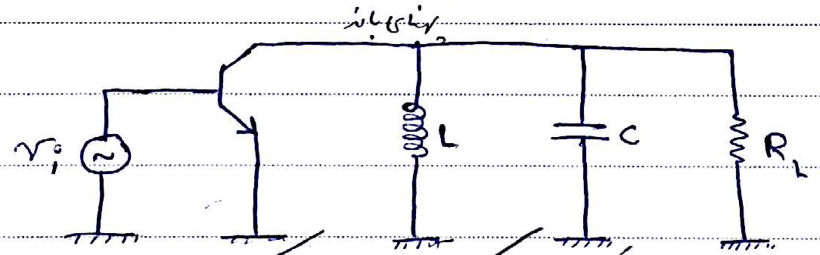
$$BW = \omega_2 - \omega_1 = 2\alpha = \frac{1}{RC}$$

مثال ۱: در مدار شکل زیر با فرض $R_L = 500\Omega$ و ترانزیستور هم در ناحیه خطی کار کند مقادیر L و C را به نحوی تعیین نمایید که سیگنال $g(t)$ بدون اعوجاج تحویل بار شود؟

$$v_i(t) = g(t)\ \cos(10^8 t)$$

($g(t)$: سیگنال دیتا)

$$g(t) = \cos(10^4 t)$$



در خروجی RLC موازی داریم
این یک مدار تقویتی است

یک دونه تقویت کننده داریم و در نهایت در خروجی یک RLC موازی داریم.

این سیگنال یک مدولاسیون AM را به ما نشان میدهد. سیگنال AM، data را در دامنه carrier می‌اندازد.

چیزی که مهمه اینه که سیگنال بدون اعوجاج بره در خروجی

پهنای باند AM دو برابر سیگنال اصلی ما است. (این پهنای باند خروجی است) ← شکل AM

$$BW_{RLC} = 2\times10^4 = \frac{1}{R_L C} \Rightarrow C = 100\ nF$$

این مدار شدیداً پیک تیز است یعنی Q خیلی شدیدی داره.

$$\omega_0 = 10^8 \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \rightarrow L = 1\ nH$$

Arman

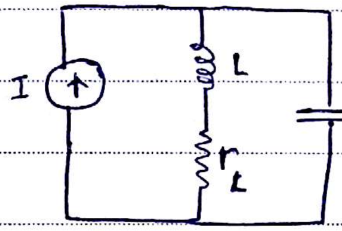
چون ω_0 carrier

مزیت AM اینه که بدون اعوجاج با دو برابر پهنای باند است و چون خطی هم داره کار می‌کنه انتظار داریم هیچ اعوجاجی نداشته باشه

بررسی مدار LC موازی با سلف غیر ایده‌آل :

(یعنی مقاومت دارد)

ما اینجا مقاومت را گذاشتیم چون نهایتاً با هم موازی می‌شوند



ادمیتانس را بدست می‌آوریم

$$Y(j\omega) = \frac{r_L}{r_L^2 + (L\omega)^2} + j\left(C\omega - \frac{L\omega}{r_L^2 + (L\omega)^2}\right)$$

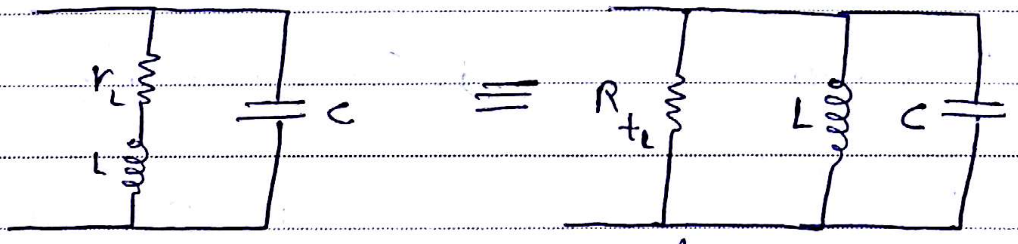
برای اینکه فرکانس تشدید را بدست آوریم بخش موهومی را مساوی صفر قرار می‌دهیم

$$\text{If} \quad Im(Y(j\omega_0)) = 0 \Longrightarrow \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{r_L^2}{L^2}}$$

فرض‌هایی را در نظر می‌گیریم :

(ضریب کیفیتش خیلی بزرگ است)

$Q_L >> 1$ می‌توان مدار معادل را به شکل زیر در نظر گرفت :



RLC موازی ایده‌آل

Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

$$Y(j\omega) = Cj\omega + \frac{1}{r_L + Lj\omega} = Cj\omega - \frac{1}{Lj\omega\left(\frac{r_L}{Lj\omega} + 1\right)}$$

$$\text{if} \quad Q_L = \frac{L\omega}{r_L} \gg 1 \Rightarrow \frac{r_L}{L\omega} \ll 1 \Rightarrow \frac{1}{\frac{r_L}{Lj\omega} + 1} \simeq 1 - \frac{r_L}{Lj\omega}$$

$$Y(j\omega) = Cj\omega + \frac{1}{Lj\omega} + \frac{r_L}{(L\omega)^2}$$

جمع نظیر موازی شده اند

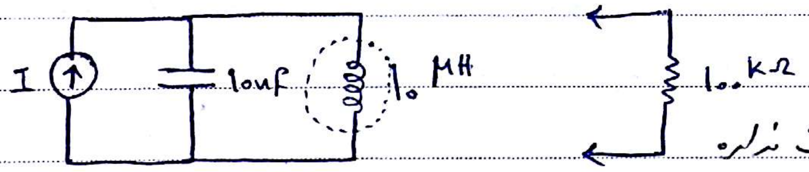
خازن و مقاومت و سلف با هم موازی شده اند

$$R_{tL} = \frac{L^2\omega^2}{r_L} = r_L Q_L^{\,2}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad Q = R_{tL} \cdot C\omega_0 \qquad BW = \frac{1}{R_{tL} \cdot C}$$

زمانیکه بار بیرونی اضافه شود

مثال 2، مدار نشان داده شده در شکل زیر دارای ضریب کیفیت بار نشده $Q_u = 100$ اگر بار $100^{K\Omega}$ بصورت موازی به مدار اضافه شود Q نهایی چقدر خواهد شد؟



سلف غیر ایده آل است

بارشده یا بارنشده فرقی ندارد چون مقاومت ندارد

فرکانس تشدید مدار

$Q = 100$

چون $Q \gg$ است پس می توان مدار معادل را در نظر گرفت که $\frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_0$ است.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 10^8 \ rad/s \qquad Q_u = R_{tL}\,\omega_0 \Rightarrow R_{tL} = 10^5 \ \Omega$$

۲ تا مقاومت موازی داریم با توجه به قرار دادن شکل مدار معادل

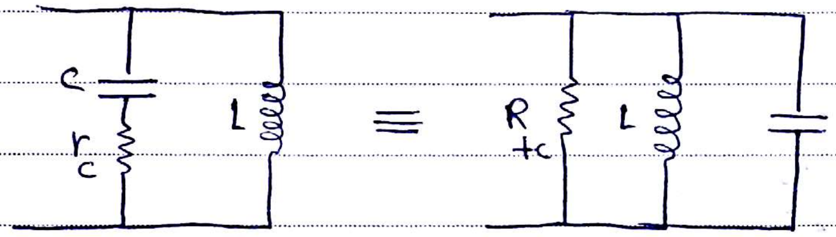
Arman

Scanned by CamScanner

$R = 10^{5\Omega} \parallel 10^{5\Omega} = 50^{k\Omega} \Rightarrow Q = R \cdot C \cdot \omega_0 = 50^{k\Omega} \times 10^{p} \times 10^{8}$

نصف شد $\Rightarrow Q = 50$

بررسی مدار LC موازی با خازن غیرایده‌آل :



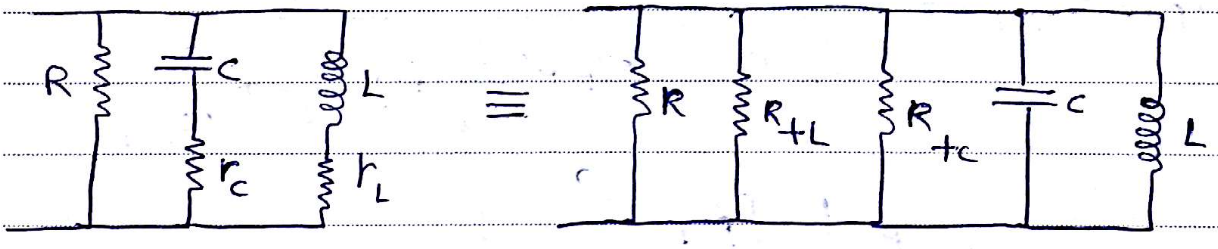
مدارش شبیه سلف است

$$Q_c = \frac{1}{C\omega_0 r_c} \Rightarrow R_{tc} = Q_c^2 r_c$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad , \quad Q_t = \frac{\omega_0}{BW} = R_{tc} \cdot C \cdot \omega_0$$

حال اگر اندوکتانس غیرایده‌آل باشد

بررسی مدار LC با خازن و سلف غیرایده‌آل :



$$Q_L = \frac{L\omega_0}{r_L} \Rightarrow R_{tL} = Q_L^2 r_L$$

$$Q_c = \frac{1}{C\omega_0 r_c} \Rightarrow R_{tc} = Q_c^2 r_c$$

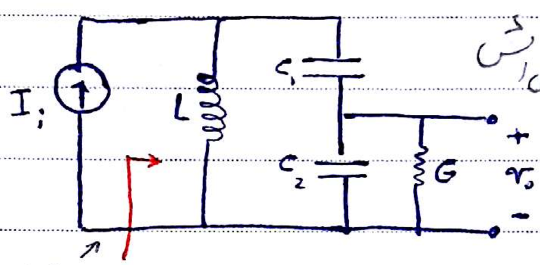
Scanned by CamScanner

$R_t = R \,\|\, R_{tL} \,\|\, R_{tc}$ و $w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ و $Q_t = R_t C w_0$

و نهایتا مقاومت R_t را می‌بینیم

مدارات شبه ترانسفورماتوری :

مقسم خازنی



✓ دنبال مدار معادلی می‌گردیم که امپدانس ورودی Z_{11} امپدانس ورودی اش با امپدانس ورودی Z_{11} مدار روبرو برابر باشد ←

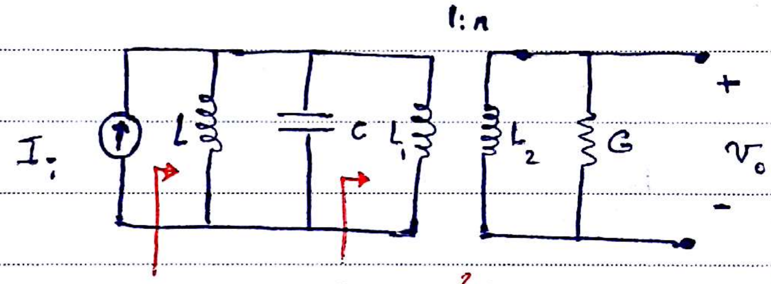
G کلی مقاومت است.

$Z_{11}(p)$ امپدانس است

≡

از مدار مقسم خازنی رسیدیم به مدار ترانسفورماتوری

به همین دلیل می‌گوییم شبه ترانسفورماتوری.



$Z_i(p)$ $G_{eq} = n^2 G$

G کلی مقاومت است

مدار معادل درجه ۳ است در صورتی که
درجه ۲ آن را می‌بینیم یا به یک درجه مدار کم شود
هدف اینه که یک درجه از صورت و یک درجه از مخرج کم شود و شبیه درجه ۲.

$$Z_{11}(p) = Z_i(p) = \frac{V_i(p)}{I_i(p)} = \frac{p\,\frac{1}{C}\left[p + \frac{G}{C_1+C_2}\right]}{p^3 + p^2\frac{G}{C_2} + p\frac{1}{LC_2} + \frac{G}{LC_1C_2}}$$

RLC مرتبه اش ۲ است.

درجه ۳ را به این صورت در می‌آوریم

$$= \frac{p\,\frac{1}{C}\left[p + \frac{G}{C_1+C_2}\right]}{(p+\gamma)(p+\alpha-j\beta)(p+\alpha+j\beta)}$$

تقریبا
تا به صفر و قطب با هم ساده شوند تا بتوان به صورت RLC موازی در آید.

Arman

$$Z_i(p) = \frac{\alpha_0 p}{p^2 + \alpha_1 p + \alpha_2}$$

Scanned by CamScanner

Subject:

Year: Month: Date:

شرایط اینکه یه قطب و یه صفر با هم ساده شوند:

شرط اول انتگرال:

$$n Q'_T \cdot Q_E \geq 100 \quad (1)$$

$$n = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \qquad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad Q_E = \frac{\omega_0 (C_1 + C_2)}{G}$$

(زیر Q_E: پارامتر چیه)

$$Q'_T = \frac{\omega_0 C}{n^2 G} \qquad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

برای امپدانس انتقالی Z_{12} داریم:

(بالای V_o: ولتاژ خروجی — زیر I_i: جریان ورودی)

$$Z_{12}(p) = \frac{V_o(p)}{I_i(p)} = \frac{V_o(p)}{V_i(p)} \cdot \frac{V_i(p)}{I_i(p)} =$$

$$= \frac{V_o(p)}{V_i(p)} \times Z_i(p) = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{p}{p + \frac{G}{C_1 + C_2}} \times Z_i(p)$$

$$= H_v(p) \times Z_i(p)$$

H_v یا گین

با فرض $Q_E > 10$ (2) می‌توان صفر و قطب تابع $Z_{12}(p)$ را ساده کرد

$$H_v(p) = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = n$$

همیشه برابر شد با ... یا همون تابع تبدیل

نکته: حتما باید شرط 1 و 2 برقرار باشد تا بتوان ... صفر و قطب را معادل هم در نظر گرفت.

Arman

Scanned by CamScanner

Subject:
Year: Month: Date:

$Q_E > 10$, $nQ'_T Q_E \geq 100$ → این شرط، شرط تئوری است و در عمل از این استفاده نمی‌کنند.

در عمل از شرط زیر استفاده می‌کنند

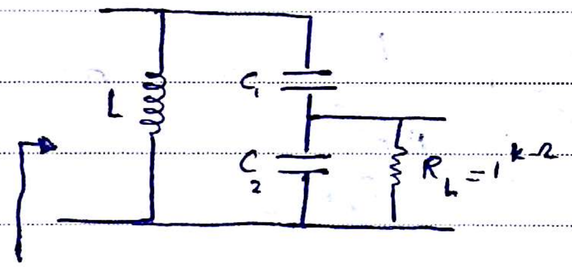
$n \ll 1$ {تعداد دور} , $Q'_T = \frac{1}{n^2 G} C\omega_0 \gg 1$ → این ۲ از شروط عملی اند

$n \ll 1$ → تقسیم بر توان ۲ اش بزرگ

تمرین: ثابت کنید دو شرط فوق معادل هم هستند.

مثال: فرض کنید $R_L = 1^{k\Omega}$ و $F_0 = 10.7$ MHZ (فرکانس تشدید) و $BW = 200$ kHZ مقادیر C_1 و C_2 و L را طوری بیابید که مقاومت ورودی در فرکانس تشدید برابر $10^{k\Omega}$ شود.

قطعاً باید مدار معادل را بدست آوریم تا راحت‌تر حل شود



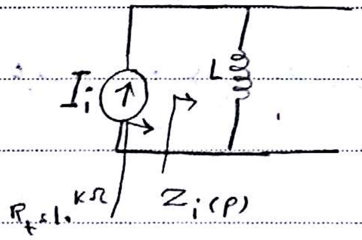
$R_t = 10^{k\Omega}$

مدار مقسم خازنی است.

در رزنانس تشدید فرکانس مقاومت باید 10^k باشد

مقاومت ^{k}ها باید عکس مقاومت معادل باشد

G عکس 1^k می‌شه



$R_t = \frac{R_L}{n^2} \Rightarrow n = 0.316$

$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$, $n = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

Arman

Scanned by CamScanner

f_0 و w با هم فرقی ندارند و فقط در یک 2π متفاوت هستند در الیمقلم حذف می‌شه

$$Q_T = \frac{f_0}{BW} = 53.5 \qquad Q_T = R_T C f_0 \Rightarrow C = 79.6^{PF}$$

$$L = \frac{1}{w_0^2 C} \Rightarrow L = 2.78^{\mu H}$$

در معادله دو مجهولی $\Rightarrow C_1 = 116^{PF}$ و $C_2 = 252^{PF}$

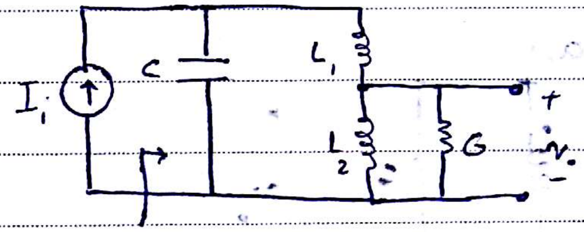
حتماً باید ۲ تا شرط را چک کرد به شرطی این ۲ معادل هم درست باشند.

شرط‌ها:

① $$Q_E = \frac{w_0(C_1 + C_2)}{G} = 247.4 > 10$$

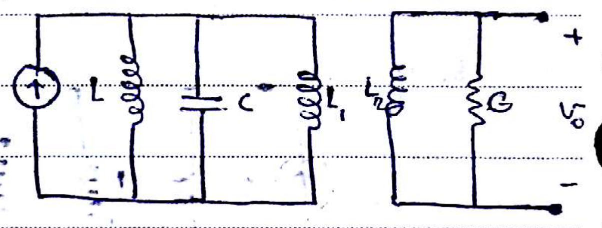
② $$Q'_T = \frac{w_0 C}{n^2 G} = 535 \times 15 \Rightarrow \underbrace{n Q'_T \, Q_E}_{4189} \geq 100$$

تقسیم سلفی



مدار معادل هم به شکل قبلی

1:n



$$Q'_T = \frac{w_0 C}{n^2 G}$$

$$L = L_1 + L_2 \qquad w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad n = \frac{L_2}{L_1 + L_2} \qquad Q_E = \frac{L_1 + L_2}{w_0 G L_1 L_2}$$

$$Q_E \geq 10 \qquad n Q'_T \, Q_E \geq 100$$

شرط

Arman

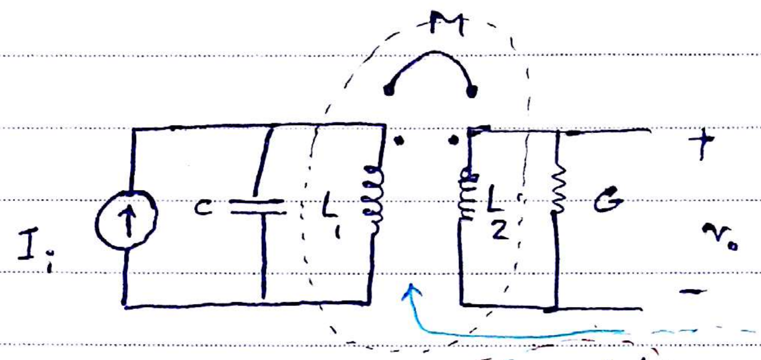
8

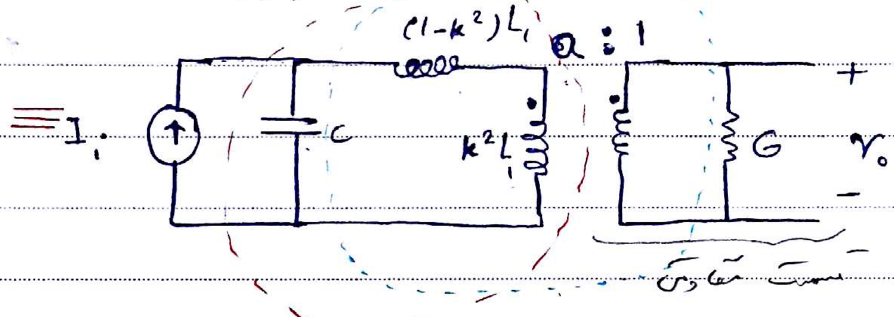
Subject :

Year : Month : Date :

ترانس های تشدید شده :

۱- ترانس تشدید شده در اولیه





این مدار شبیه مدار صفحه قبل است

سمت مقاومتی

مقسم سلفی

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \qquad a = k\sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$$

M → ضریب تزویج

a ↓ نسبت ترانس ایده آل

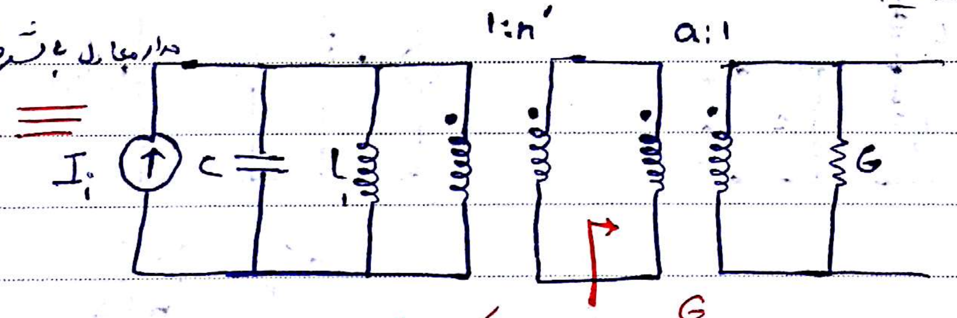
⇐ پارامترهای معادل تزویج مدار

در مدار به از اولیه تشدید داریم

رسم هم بر نهایت

مدار RLC موازی

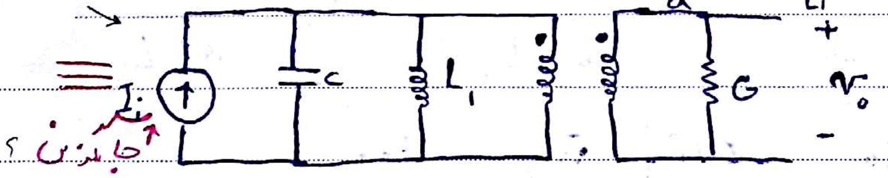
مدار معادل با شرط



$G' = \frac{G}{a^2}$ مقاومتی که از اینجا می بینیم

$1:n = \frac{n'}{a} = a^2 \frac{M}{L_1}$

مدار RLC



منبع جابجا شده ؟

Arman

تقویت کننده ترانزیستوری هم مسئولیت I_i

تقویت کنندگی را دارد پس I_i می تواند ترانزیستور

Scanned by CamScanner

$$w_\circ = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} \quad , \quad n' = \frac{k^2 L_1}{k^2 L_1 + (1-k^2) L_1} = k^2$$

$$Q'_T = \frac{w_\circ C}{n'^2 \left(\frac{G}{a^2}\right)} = \frac{w_\circ C}{\left(\frac{M}{L_1}\right)^2 G}$$

$$Q_E = \frac{1}{w_\circ L_2 (1-k^2) G} \quad , \quad n' Q'_T \quad Q_E \geqslant 100$$

$Q_E \geqslant 10$

پس از یک ترانس که در اولیه تشدید داریم رسیدیم به یک مدار RLC موازی، پس در نهایت به مدار RLC موازی می‌رسیم.

$$BW = \frac{w_\circ}{Q_T} \quad , \quad Q_T = RCw_\circ$$

(ضریب کیفیت مدارهای تشدید — بالای Q_T)

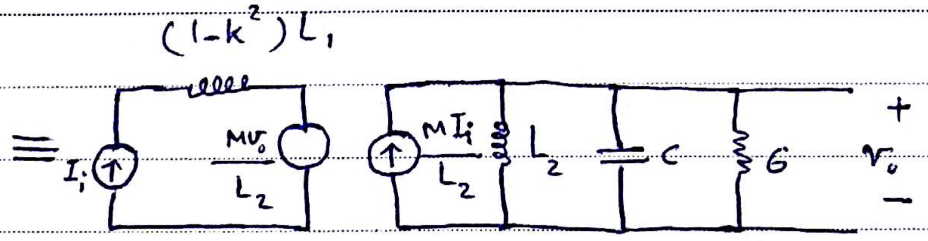
(چگونه نقطهٔ کار را تنظیم کنیم — زیر Q_T)

ایراد مدار تشدید در اولیه: با جابجایی مقدار کم نقطهٔ کار (مثلاً دما) باعث عوض شدن مقدار خازن معادل شده و در نتیجه باعث تغییر ناگهانی در زیاد فرکانس تشدید می‌شود.

پس برای مدارهای در فرکانس‌های بالا از این مدل اولیه استفاده نمی‌شود.

از آنجایی که ترانس تشدید شده در اولیه خازن با خازن ترانزیستور موازی می‌شود پس خواهیم داشت $w_\circ = \frac{1}{\sqrt{L(C+C_\circ)}}$ که $C_\circ$ خازن داخلی ترانزیستور می‌باشد.

وابسته به نقطهٔ کار و حرارت در نقطهٔ کار می‌باشد پس فرکانس تشدید تغییر خواهد کرد و این مدار به هیچ وجه به عنوان سازگری مدارهای مخابراتی قابلیت استفاده نخواهد داشت.



مدار معادل تشدید در ثانویه

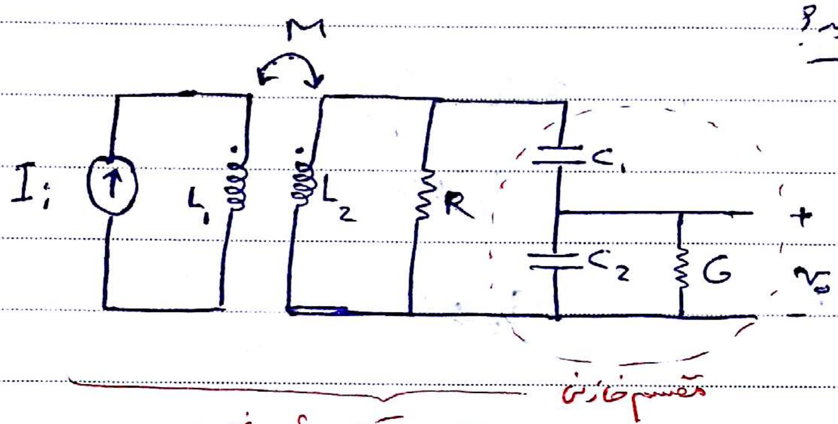
در فرکانس تشدید از این بخش استفاده می‌شود.

Subject:
Year: Month: Date:

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}} \quad , \quad Q = \frac{1}{G} C w_0$$

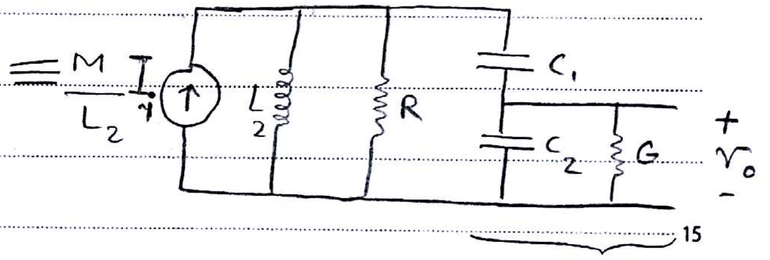
$$\left(V_0 (j w_0) \right) = \left| \frac{M}{L_2} \frac{1}{G} I_i (j w_0) \right|$$

مثال: مدار معادل زیر را بدست آورید؟

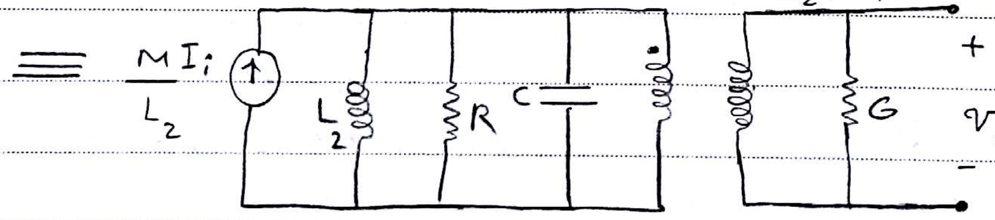


مدار مقسم خازنی را باید حتماً به رسم کنیم.

زیرا خازن ها در سمت ثانویه اند
تحلیل اش در ترانس استفاده شود.



$$1 : n = \frac{C_1}{C_2 + C_1}$$



$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad , \quad w_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}} \quad , \quad Q = \frac{w_0}{BW} = R_T C w_0$$

$$R_t = R \parallel \frac{1}{n^2 G}$$

Arman

Scanned by CamScanner

Subject: جلسه چهارم شنبه

Year: ۹۴ Month: ۱۲ Date: ✓

فصل دوم: تقویت کننده‌های سیگنال کوچک

طبقه بندی تقویت کننده‌های الکترونیکی:

فرکانس بالا ← F_H ، F_L → فرکانس پایین

$$BW = \frac{F_H - F_L}{\sqrt{F_L F_H}} = \frac{\Delta f}{f_0}$$

۱_ از نظر پهنای باند

- $\frac{\Delta w}{w_0} \ll 1$: Naro band Amplifire — NBA
- $\frac{\Delta w}{w_0} < 1$: wide band Ampilifire — WBA
- $\frac{\Delta w}{w_0} \geq 1$: Ultra wide band Amplifire — UWBA

Subject:
Year: Month: Date:

2. از نظر نقطه کار:

یکی از کاربردهای ترانزیستور تقویت کنندگی شان بود

low noise Amp.

LNA : با جریان کم بایاس می‌شوند

HGA : g_m آن مقدار قابل توجهی باید داشته باشد
g_m وابسته به نقطه کار است.

HPA : در حالتی که جریان و ولتاژ مقدار قابل ملاحظه‌ای دارد باید بایاس شود

high power Amp

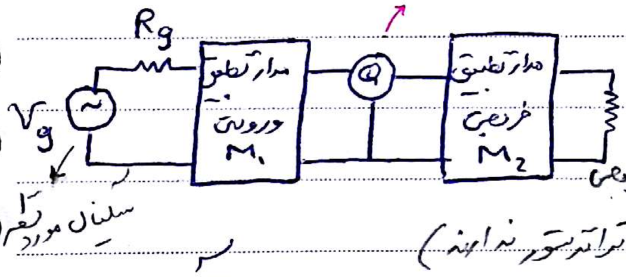
3. از نظر دامنه سیگنال اعمالی:

ـ سیگنال کوچک

یک سیگنال را در ورودی گرفته و تقویت می‌کند و آن را به خروجی می‌فرستد.

ـ سیگنال بزرگ

ترانزیستور (عنصر فعال)



باید حتماً دوتا مدار تطبیق در ورودی و در خروجی داشته باشیم تا بتوانیم مچ کنیم (زیرا ورودی و خروجی هیچ ارتباطی با ترانزیستور ندارند)

$R_L = 50^{\Omega}$ یا 75^{Ω} * مقدار R_L را ثابت می‌گیرند تا تطبیق خروجی و ورودی صورت گیرد

* مدارات تطبیق یا مقسم سلفی هستند یا مقسم خازنی که ۳ تا المان دارد که ۲ تا L یدونه C یا ۲ تا C یدونه L دارد. معمولاً مثل هم هستند اگر یکی مقسم خازنی دیگری هم مقسم خازنی / سلفی سلفی

مدلهای مختلف ترانزیستور:

Arman

۱- مدل خطی استاتیکی : دامنهٔ سیگنال کوچک ، فرکانس کاری پایین ← محدودیت داره.

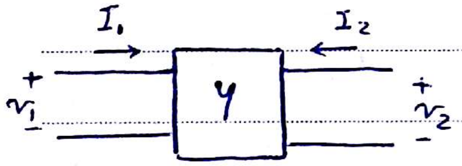
غیرخطی دامنهٔ سیگنال بزرگ
۲- مدل غیرخطی استاتیکی : دامنهٔ سیگنال بزرگ ، فرکانس کاری پایین

۳- مدل خطی دینامیکی : دامنهٔ سیگنال کوچک ، فرکانس کاری بالا

۴- مدل غیرخطی دینامیکی : دامنهٔ سیگنال بزرگ ، فرکانس کاری بالا

محاسبات
مدل غیرخطی دینامیکی چون دامنهٔ بزرگ و فرکانس بالا دارد مدل خوبی است ولی چون محدودیت زیادی دارد از مدل خطی دینامیکی استفاده می‌کنیم.

ترانزیستور را به عنوان یک دو قطبی مدل خواهیم کرد :

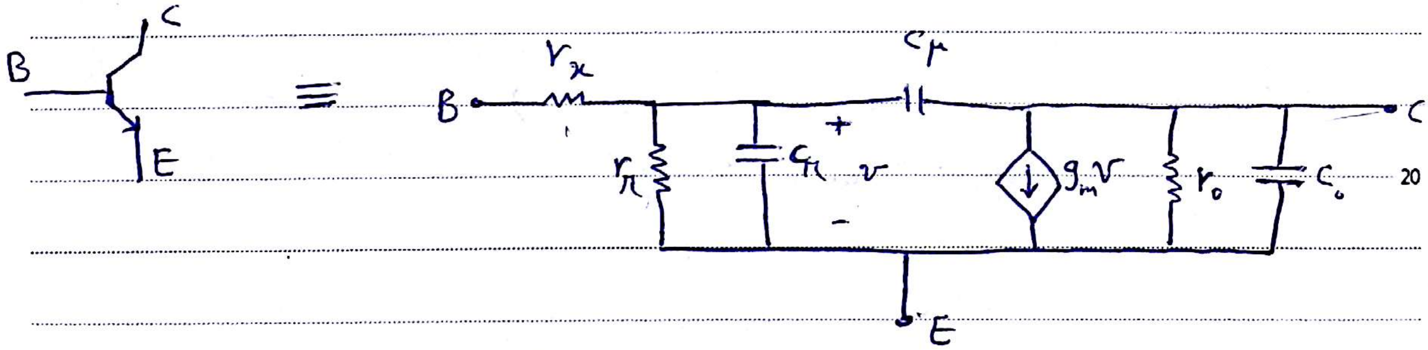


$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_i & y_r \\ y_f & y_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

ادمیتانس

Fet , Bjt ۲ مدل ترانزیستور داریم

مدل BJT با ساختار Y :



$$Y = \begin{bmatrix} \frac{1}{r_\pi} + j\omega(c_\pi + c_\mu) & -j\omega c_\mu \\ g_m - j\omega c_\mu & \frac{1}{r_o} + j\omega(c_o + c_\mu) \end{bmatrix}$$

Arman

Subject:

Year: Month: Date:

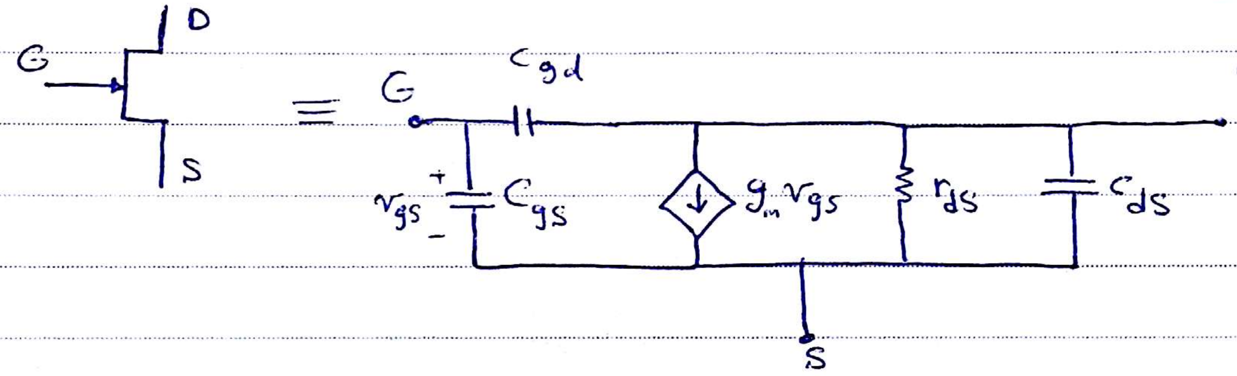
فرکانس گذر $f_T = \dfrac{g_m}{2\pi(C_\pi + C_\mu)}$

فرکانس نوسان ماکزیمم $f_{max} = f \Big|_{\det[Y + Y^+] = 0}$ ← به شرطی که

فرکانسی که دترمینان آن برابر صفر شود

ترانهاده $Y^+ = (Y^*)^T$

مدل FET :



$$Y = \begin{bmatrix} j\omega(C_{gs} + C_{gd}) & -j\omega C_{gd} \\ g_m - j\omega C_{gd} & \dfrac{1}{r_{ds}} + j\omega(C_{ds} + C_{gd}) \end{bmatrix}$$

فرکانس گذر $f_T = \dfrac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})}$

در فرکانس‌های بالا FET کاربرد بیشتری دارد تا BJT، زیرا $\dfrac{1}{j\omega C} = X_C$ است. (زیرا مقدار خازن‌ها در ترانزیستور FET نسبت به BJT خیلی کوچک‌تر هستند)

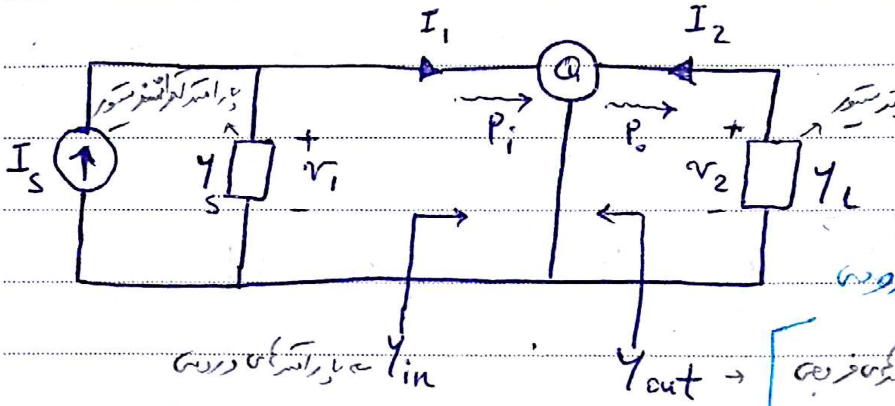
بررسی پایداری تقویت کننده:

از این به بعد جای مدار تطبیق ورودی و خروجی یک ادمیتانس معادل می‌گذاریم برای ارتباط بین خروجی و ترانزیستور و همچنین ارتباط ورودی و ترانزیستور

باید طراحی به گونه‌ای انجام شود در تقویت کننده که مدار ترانزیستور است حتماً در ناحیه پایدار باشد.

Arman

Scanned by CamScanner



پارامترهای ترانزیستور

– این‌که پایداری رخ دهد باید مقادیر حقیقی پارامترهای ادمیتانس ورودی و

ادمیتانس که ورودی و خروجی ترانزیستور ⟸ پارامترهای خروجی

در حالت total بزرگ‌تر از صفر باشد و همچنین مقدار حقیقی ادمیتانس در حالت بی‌برای خروجی بزرگ‌تر از صفر باشد یعنی علامت بخش حقیقی در حالت کلی یا total باید بزرگ‌تر از صفر باشد.

$$Y_{tr} = \begin{bmatrix} y_i & y_r \\ y_f & y_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} I_1 = Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2 \\ I_2 = Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2 \end{cases}$$

ادمیتانس ورودی

$$Y_{in} = G_{in} + j B_{in} = y_i - \frac{y_f y_r}{y_o + Y_L}$$

ادمیتانس خروجی

$$Y_{out} = G_{out} + j B_{out} = y_o - \frac{y_f y_r}{y_i + Y_S}$$

– یکی از معیارهای پایداری علامت جزء حقیقی ادمیتانس کل در ورودی و خروجی یک تقویت‌کننده می‌باشد. در غیر این صورت تقویت‌کننده ناپایدار خواهد بود.

$$\begin{cases} \text{Re}\{Y_{T\text{-}in}\} = \text{Re}\{Y_S\} + \text{Re}\{Y_{in}\} > 0 \\ \text{Re}\{Y_{T\text{-}out}\} = \text{Re}\{Y_L\} + \text{Re}\{Y_{out}\} > 0 \end{cases}$$

Total

هر دو شرط همزمان باید وجود داشته باشند تا بگوییم تقویت‌کننده حتماً پایدار است.

Scanned by CamScanner

Subject:
Year: Month: Date:

ضریب پایداری لینویل (linville):

هر کدام از اینها دارای یک بخش حقیقی و یک بخش موهومی هستند

$$Y_{tr} = \begin{bmatrix} Y_i & Y_r \\ Y_f & Y_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_i + jb_i & g_r + jb_r \\ g_f + jb_f & g_o + jb_o \end{bmatrix}$$

شرط پایداری

$$C = \frac{|Y_f Y_r|}{2g_i g_o - Re(Y_f Y_r)}$$

$0 < C < 1$ و $g_o > 0$ و $g_i > 0$

به جای می بردن شرط ادمیتانس که همین شرط در وجود داشته باشد برای پایداری کافی است.

ضریب پایداری اشترن (stern)

بخش های حقیقی با و بخش که موهومی با B

$Y_i = g_i + jB_i$ و $Y_o = g_o + jb_o$ مقدار های Y_i و Y_o مشخصه

با توجه به خازن که در مدار ما وجود دارد.

$$Y_f Y_r = P + jQ = M \measuredangle \theta$$

P: بخش حقیقی $Y_f Y_r$ ، Q: بخش موهومی ، M: اندازه $Y_f Y_r$ ، θ: زاویه

⟸ هم می توان با ۲ بخش حقیقی و موهومی و هم می توان با اندازه و زاویه نشان داد.

$$k_{\text{اشترن}} = \frac{2g_i g_o}{P + M}$$

$g_o > 0$ ، $g_i > 0$

$$g_i g_o > \frac{M}{2}(1 + \cos\theta) = \frac{P + M}{2}$$

⟸ $k > 1$

در باره شرط پایداری $1 < C < 0$ و ... ولی اینی این شروط برقراره و جهت اینها مثل هم است

تکنیک های پایدار سازی تقویت کننده (ناپایدار):

۱. استفاده از فیدبک

2. استفاده از بار لداری

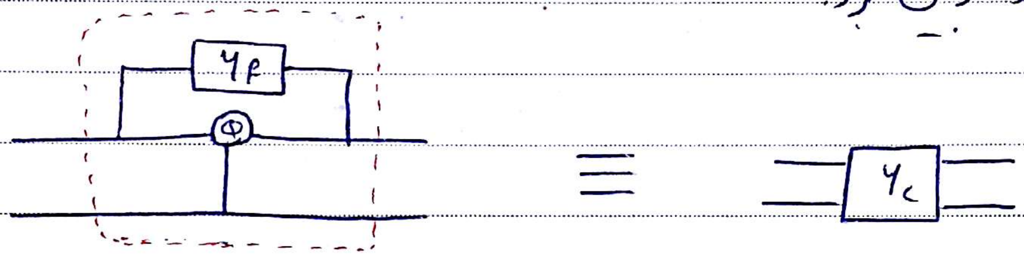
Arman

Subject:

Year: Month: Date:

فیدبک بین ورودی و خروجی یک عامل ناپایداری است

عامل اصلی ناپایداری در تقویت کننده، مسیر فیدبکی که توسط عناصر مدل کننده Y_r در ترانزیستور به وجود می‌آید (Y_r را نمی‌توانیم صفر کنیم زیرا نمی‌توان ماهیت ترانزیستور را دستکاری کرد.) ... برای این ضریب کنترل این Y_r با Y_f را صفر کنیم باید لحاظ شود اما در عمل این فرآیند رخ نخواهد داد، پس می‌توان با ایجاد یک مسیر فیدبکی جدید اثر فیدبک ناپایدارکننده را از بین برد.



فیدبک بین ورودی و خروجی ترانزیستور ↓

$$Y_c = Y_f + Y_t = \begin{bmatrix} Y_{it} + Y_{if} & Y_{rt} + Y_{rf} \\ Y_{ft} + Y_{ff} & Y_{ot} + Y_{of} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{ic} & Y_{rc} \\ Y_{fc} & Y_{oc} \end{bmatrix}$$

↑ ادمیتانس کل ترانزیستور

پارامتر ترانزیستور

$$Y_{rt} = g_{rt} + j b_{rt} \Longrightarrow Y_{rf} = -j b_{rt}$$

g_{rt} بسیار کوچک می‌باشد $\to 0$

تاکید بر این است که ترانزیستور خاصیت خازنی داشته باشد

$$Y_c = Y_f + Y_t = \begin{bmatrix} Y_{it} & Y_{rt} \\ Y_{ft} & Y_{ot} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y_f & -Y_f \\ -Y_f & Y_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{ic} & Y_{rc} \\ Y_{fc} & Y_{oc} \end{bmatrix}$$

در ماتریس دوم که ادمیتانس اضافه می‌کنیم ماتریس به این شکل در می‌آید

$$Y_{rc} = Y_{rt} - Y_f = -j\omega C_\mu - Y_f = 0 \longrightarrow Y_f = -j\omega C_\mu = -\frac{j}{\omega L}$$

این را شرط کردیم سلف زیرا حاصل جمع ۲ تا خازن منفی می‌شه پس

این به عنوان سلف باشه

Arman

شکل که اینجا موجود است

13

این است که با وابسته به W است و برای اینکه L بزرگ باشد باید از نظر حجم و اندازه بزرگ شود که مشکل ساز است در نتیجه مدار ما پس این راه مطلوب نیست $\Longrightarrow$

$$L = \frac{1}{C_\mu W^2}$$

سلف در فرکانس‌های پایین ابعادش بزرگ می‌شود.

Scanned by CamScanner

Subject: جلسه دهم، یکشنبه

Year: ۹۶ Month: ۱۲ Date: ۱۴

فصل ۱ = 2 - 5 - 6 - 8 - 9 تحویل شنبه هفته آینده

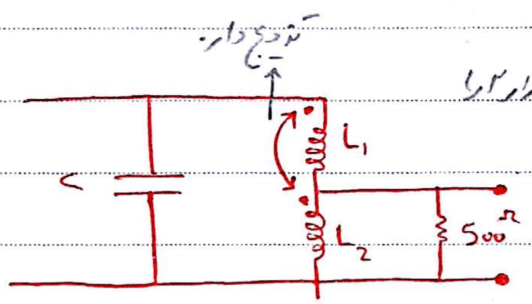
کوئیز: در مدار زیر مقدار خازن C را بدست آورید.

$Q = ?$

$L_1 = L_2 = 20\ \mu H$

$M = 8\ \mu H$

$F_0 = 1\ MHz$

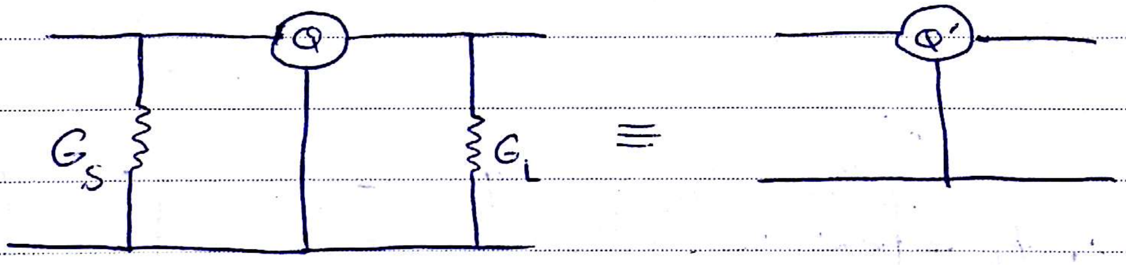


باید شکل مدار معادل تزویج در مدار ۲ را بکشیم

مدل π و مدل T

روش پایدارسازی:

یکی از دلایل ناپایداری در تقویت کننده، فیدبک داخلی می‌باشد. می‌توان با استفاده از یک عنصر تلفاتی بهره را کاهش دهیم (با اضافه کردن ادمیتانس در ورودی و خروجی بهره کاهش می‌یابد)



$$Y_C = \begin{bmatrix} y_i + G_s & y_r \\ y_f & y_o + G_L \end{bmatrix}$$

خیلی مهم

ضریب پایداری استرن

$$k = \frac{2(g_i + G_s)(g_o + G_L)}{|y_f y_r| + Re(y_f y_r)}$$

Arman

Scanned by CamScanner

Subject:
Year: Month: Date:

برای اینکه دو پایداری مطلق باشه

$$4 \geq k \geq 10$$

- تقویت کننده بهره بالا (HGA)

انواع بهره در تقویت کننده ها :

منظور همان ترانزیستور است

۱. بهره توان کاری : نسبت توان تحویل داده شده به بار به توان ورودی به قطعه فعال

$$G_p = \frac{P_o}{P_i} = \frac{\frac{1}{2}|V_2|^2 G_L}{\frac{1}{2}|V_1|^2 G_{in}} = \left|\frac{Y_f}{Y_o + Y_L}\right|^2 \frac{G_L}{G_{in}}$$

(میزان توان انتقال داده شده از منبع به بار)

2. بهره توان انتقالی : نسبت توان تحویل داده شده به بار به توان قابل دسترس از منبع

می خواهیم ببینیم که چقدر از منبع چقدر توان انتقال پیدا کرده به خروجی

$$G_t = \frac{P_o}{P_{AvL}} = \frac{\frac{1}{2} G_L |V_2|^2}{\frac{|I_s|^2}{8 G_s}} = 4 G_s G_L \frac{|V_2|^2}{|I_s|^2}$$

در طراحی تقویت کننده ها بیشتر از این استفاده می کنیم ←

$$= \frac{4 G_s G_L |Y_f|^2}{|(Y_i + Y_s)(Y_o + Y_L) - Y_r Y_f|^2}$$

- بهره توان قابل دسترس : نسبت توان قابل دسترس در خروجی به توان قابل دسترس منبع

Arman

$$G_{av} = G_t \Big|_{Y_L = Y_{out}^*} = \frac{G_S \, |Y_F|^2}{Re\{Y_o (Y_i + Y_s)(Y_i + Y_s)^* - Y_F Y_r (Y_i + Y_s)^*\}}$$

5- بهره توان انتقالی یکطرفه:

چون دیگر برگشت توان از خروجی به ورودی نداریم ولی

اگر اثر داخلی فیدبک تقویت کننده از بین برود یکطرفه می‌شود که از ورودی مستقیماً به خروجی می‌رود.

برای تقویت کننده‌هایی که ناپایدار شوند و ما فیدبک برای پایداری آن تقویت کننده می‌گذاریم

تقویت کننده زمانی یکطرفه می‌شود که Y_r به نوعی صفر شود. ← با صفر کردن هم با فیدبک انجام بدیم

$$G_u = G_t \Big|_{Y_r = 0} = \frac{2G_s}{|Y_i + Y_s|^2} \cdot |Y_F|^2 \cdot \frac{2G_L}{|Y_o + Y_L|^2}$$

($|Y_F|^2$ ← پارامتر ترانزیستور)

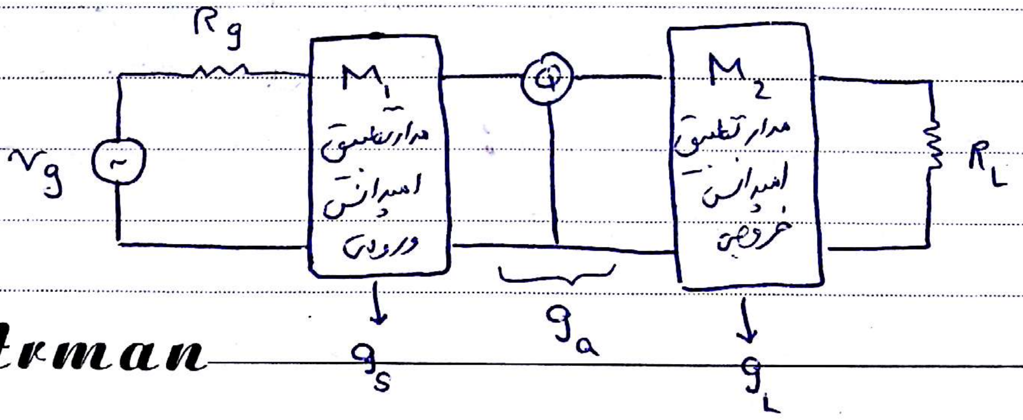
3 پارامتر مستقل در بهره توان یکطرفه داریم

$$= g_s \cdot g_a \cdot g_L$$

(g_s ← ورودی، g_a ← پارامتر ترانزیستور، g_L ← خروجی)

با استفاده از این تعریف ساده‌تر می‌کنیم و لیکن با فیدبک طراحی مناسب تقویت کننده را یکطرفه کنیم

در بهره توان انتقالی یک طرفه 3 تا پارامتر مستقل از هم داریم



Arman

Scanned by CamScanner

Subject:

Year: Month: Date:

$$G_{tu_{max}} = G_{tu} \Bigg| \begin{matrix} Y_i = Y_s^* \\ Y_o = Y_L^* \end{matrix} = \frac{|Y_F|^2}{4 g_i \cdot g_o}$$

بهره توان انتقالی ماکزیمم

الگوریتم طراحی تقویت کننده های بهره بالا:

اولین گام انتخاب درست ترانزیستوری است به با مشخصات مسئله مطابقت داشته باشد: اولین گام انتخاب درست ترانزیستور با توجه به مشخصات مسئله مدنظر.

دوم گام بعدی مشخص کردن پارامترهای ادمیتانس ترانزیستور می باشد.

سپس چک کردن وضعیت پایداری آن.

و در نهایت مشخص کردن پارامترهای Y_s و Y_L.

- تقویت کننده های مطلقا پایدار: در این حالت مقادیر Y_s و Y_L را برای رسیدن به حداکثر توان $G_{t_{max}}$ محاسبه می کنیم.

ایدن که پایدار است نیازی به تکمیل کردن ندارد پس $G_{t_{max}}$ را محاسبه می کنیم.

* باید ضرایب اشترن و لینویل را محاسبه کنیم، نگاه اگر شرایط برقرار بود مطلقا پایداره.

- تقویت کننده های مشروط پایدار: در این حالت با استفاده از یک فیدبک مناسب تقویت کننده را تکمیل نه می کنیم و سپس مقادیر Y_s و Y_L را محاسبه می کنیم.

با استفاده از فیدبک پایدار می کنیم و سپس تکمیل نه می کنیم و از طریق $G_{tu_{max}}$ مقادیر را محاسبه می کنیم.

Arman

طراحی تقویت کننده که مطلقا پایدار : برای اینکه طراحی راحت تر شه یکطرفه فرض می‌کنیم

- تقویت کننده یکطرفه : $Y_{in}\big|_{Y_r=0} = Y_i$ و $Y_{out}\big|_{Y_r=0} = Y_o$

$$\Rightarrow G_{tu} = G_t\big|_{Y_r=0} = g_s \cdot g_a \cdot g_L$$

اگر مقدار بهره خاص G مدنظر باشد و چون g_a معلوم است پس می‌توان مقادیر g_s و g_L را بطور دلخواه تعیین کرد

(g_a ← $|Y_f|^2$ بیشتر مربوط به ترانزیستور است)

$$g_{s_{max}} = \frac{1}{2g_i} \quad \text{و} \quad g_{L_{max}} = \frac{1}{2g_o}$$

(تقویت کننده)

اگر نتوانیم از المان اضافی استفاده کنیم (مثل سلف) یا نتوانیم Y_r را صفر کنیم از فرض یکطرفه نباید استفاده کنیم.

- تقویت کننده غیر یکطرفه :

$$G_{t_{max}} = \frac{|Y_f|^2}{\sqrt{[2g_ig_o - Re(Y_fY_r)]^2 - |Y_fY_r|^2} + 2g_ig_o - Re(Y_fY_r)}$$

طراحی تقویت کننده که پایداری مشروط : در روش پایداری مشروط می‌توانیم پایدار کنیم از طریق فیدبک یا بارگذاری ولی در روش مطلقا پایدار نیازی به هیچ کدام نیست.

در طراحی معمولا از روش بارگذاری برای پایداری استفاده می‌شود. در این نوع طراحی مقدار G_s و ضریب پایداری (k) مقدار مشخص خواهد داشت.

با استفاده از فرمول‌های فوق مقدار G_t مشخص خواهد شد

Arman

Scanned by CamScanner

مرحله مشخص شدن G_L که الگوریتم زیر استفاده می‌شود:

۱- مقدار اولیه $B_L = -b_o$ فرض می‌شود ($b_o = Im(Y_o)$)

2- با مقدار فرض شده بالا برای B_L، Y_{in} را می‌یابیم

$$Y_{in} = Y_i - \frac{Y_f Y_r}{Y_o + Y_L} = G_{in} + jB_{in}$$

3- فرض می‌کنیم $B_s = -B_{in}$ که در مرحله قبل بدست آمده است. لذا $Y_s = G_s - jB_{in}$ و با این مقدار Y_{out} محاسبه می‌شود.

$B_L = -Im(Y_{out})$ این روند به قدری ادامه می‌دهیم تا B به یک عدد همگرا شود

چون در مرحله یک $B_L = -b_o$ است ولی الآن یک چیز دیگر است.

۴- با مقدار جدید بدست آمده برای B_L به مرحله ۲ برمی‌گردیم. این فرآیند ادامه می‌یابد تا B_s و B_L به یک عدد همگرا شوند. معمولا ۲ تا ۵ بار تکرار شود به یک عدد همگرا می‌شود.

5- از رابطه $G_t = \dfrac{4 G_s G_L |Y_f|^2}{|(Y_i+Y_s)(Y_o+Y_L) - Y_f Y_r|^2}$ بهره انتقالی محاسبه می‌شود.

مثال: پارامترهای ادمیتانس یک ترانزیستور در $f = 2000^{MHz}$، $I_C = 2^{mA}$، $V_{CE} = 10^{V}$ به شکل زیر می‌باشد.

$$Y_{tr} = \begin{bmatrix} 2.7 + j6.8 & -j0.5 \\ 53 - j22 & 0.1 + j1.5 \end{bmatrix} mS \qquad Y_C = Y_t + Y_F = \begin{bmatrix} Y_{it} + Y_{iF} & Y_{rt} + Y_{rF} \\ Y_{Ft} + Y_{FF} & Y_{ot} + Y_{oF} \end{bmatrix}$$

Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

با توجه به اطلاعات فقط $G_S = 5^{mS}$ می‌باشد. بقیه را از مرز پایداری تقویت کننده تنها در حالت برای ادمیتانس‌های منبع و بار مشخص کنند. اولین کار که می‌کنیم پایداری آن را با (استفاده از) ضریب لینویل مشخص می‌کنیم

$$C = \frac{|(53-j22)(-j0.5)|}{2(2.7)(0.1) - Re[(53-j22)(-j0.5)]} = 2.49 > 1$$

معادل ضریب K را که در نظر گرفتیم

$\Downarrow$

پس پایداری مشروط است. ضریب لینویل باید c<1 باشد تا مطلقاً پایدار باشد

$k = 4$

$$G_L = \frac{k\left[|Y_f Y_r| + Re(Y_f Y_r)\right]}{2(g_i + G_S)} - g_o = 4.495^{mS}$$

از طریق الگوریتم:

$1:\ B_L = -b_o = -1.5^{mS}$

$$2:\ Y_{in} = Y_i - \frac{Y_f Y_r}{Y_o + Y_L} = 2.7 + j6.8 - \frac{-11 - j26.5}{0.1 + j1.5 + 4.495 - j1.5}$$

($Y_L \to G_L + jB_L$)

$$= 5.094 + j12.57^{mS}$$

$3:\ B_S = -B_{in} = -12.57^{mS} \Longrightarrow Y_S = 5 - j12.57^{mS}$

$$Y_{out} = Y_o - \frac{Y_f Y_r}{Y_i + Y_S} = 0.1 + j1.5 - \frac{-11 - j26.5}{2.7 + j6.8 + 5 - j12.57}$$

$= -0.64 + j4.39 \Longrightarrow B_L = -4.39$

که بعد از ۵ مرحله محاسبه به عدد زیر به دست می‌آید

$$\begin{cases} B_S = -11.91 \Longrightarrow Y_S = 5 - j11.91^{mS} \\ B_L = -4.55 \Longrightarrow Y_L = 4.495 = 4.495 - j4.55 \end{cases}$$

Arman

$$\boxed{G_t = 216.5 = 23.35^{dB}}$$

Scanned by CamScanner

Subject: جلسه ششم چهارشنبه

Year: ۹۶ Month: ۱۲ Date: ۱۸

طراحی برای حداکثر بهره انتقال با ضریب پایداری خاص :

$$G_S = \left\{ \frac{k\,[\,|y_f y_r| + Re(y_f y_r)\,]\,g_i}{2 g_o} \right\}^{\frac{1}{2}} - g_i$$

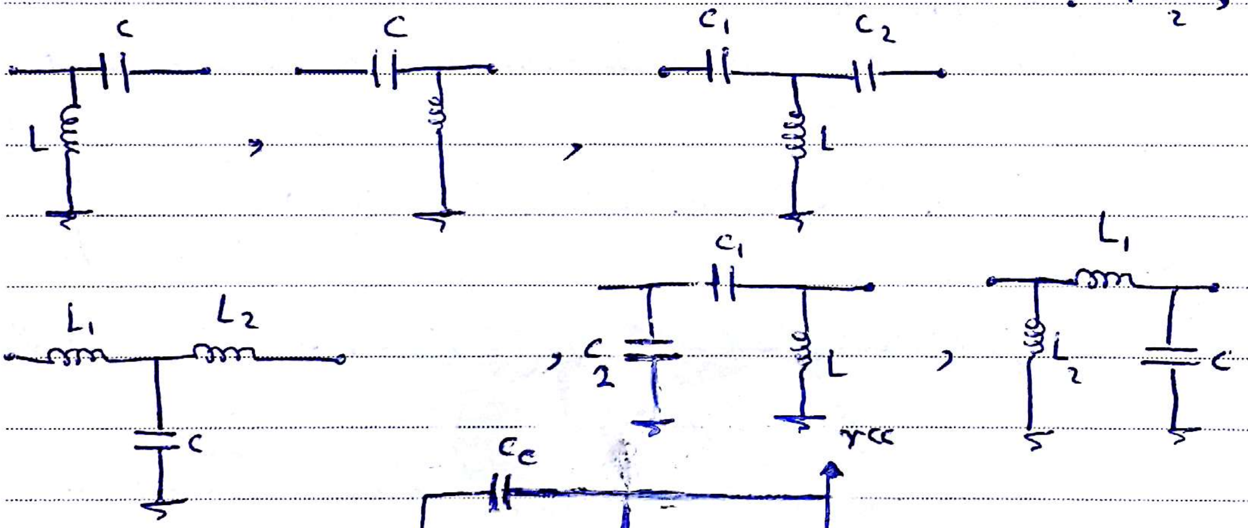
$$G_L = \left\{ \frac{k\,[\,|y_f y_r| + Re(y_f y_r)\,]\,g_o}{2 g_i} \right\}^{1/2} - g_o$$

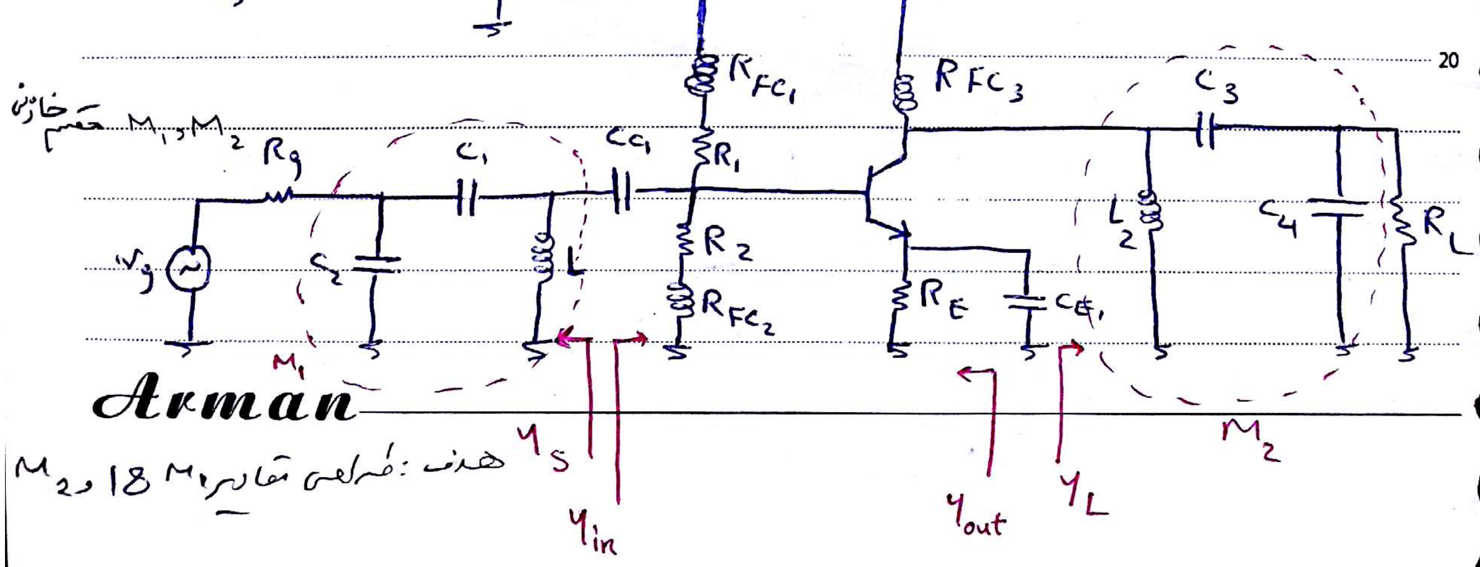
B_S و B_L نیز از طریق الگوریتم تکرار جلسه قبل محاسبه می‌شوند

سنتز مدارهای Y_L و Y_S :

M_1 و M_2 هردو مقسم سلفی و خازنی اند.

M_1 , M_2 :





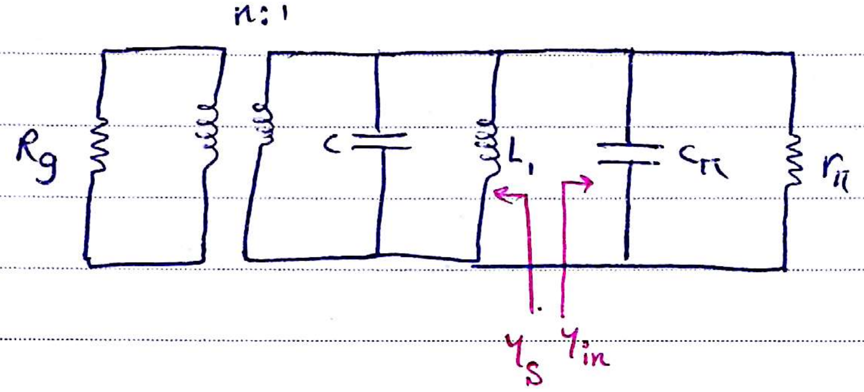
Arman

هدف: طراحی مدارهای M_1 و M_2

Subject :
Year : Month : Date :

سنتز M_1 با فرض مشخص بودن $Y_S = G_s + jB_S$:

مدار معادل مقسم خازنی :



با داشتن فرکانس مرکزی و پهنای باند مورد نیاز داریم :

۱، مقدار ضریب کیفیت را در ورودی از رابطه $Q_{t_{in}} = \frac{w_0}{BW}$

۲، مقدار مقاومت کل از شکل مدار معادل مدار اصلی را بدست می آوریم

$$G_t = \frac{1}{R_t} = G_S + G_{in} = Re\{Y_s\} + Re\{Y_i - \frac{Y_f Y_r}{Y_o + Y_L}\}$$

۳، از رابطه $Q_{t_{in}} = R_t C_t \omega_0$ ظرفیت خازن معادل شکل محاسبه می گردد.

۴، مقدار سلف به کار رفته از رابطه $L_1 = \frac{1}{C_t \omega_0^2}$

۵، نسبت تبدیل n از تساوی $G_S = n^2 G_g = \frac{n^2}{R_g}$

خازن معادل

۶، مقادیر C_1 و C_2 : $C_t = C + C_\pi \Rightarrow C = C_t - \frac{C_\pi}{\frac{R_{in}}{\omega_0}}$

M_2 هم مثل همین بدست می آید.

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad , \quad n = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

Arman

Scanned by CamScanner

Subject: فصل

Year: Month: Date:

* نویز سفید همه فرکانس ها را در بر می گیرد و سیگنال را جذب می کند.
- رعد و برق یک نوع نویز است.

نویز در مدارهای مخابراتی:

(حامل اطلاعات برای ما مفید نباشد)

نویز: تمام سیگنالهای اعم از ارادی و تصادفی که حامل اطلاعات نمی توانند باشند و می توانند در یک سیستم مخابراتی اطلاعات مفید را آشفته سازد.

منابع نویز:

1. منشأ خارجی: رعد و برق، تشعشعات کهکشانی، قطع و وصل شدن ناگهانی سیستم الکترونیکی

با استفاده از شیلد در اطراف منشأ خارجی از این نویز جلوگیری می کند.

2. منشأ داخلی: ناشی از حرکات خود به خودی و بی نظم بارهای الکتریکی در مدارات است.

منشأ داخلی بیشترین تأثیر را در بی نظمی دارد.

الکترونها در واحد زمان حرکت می کنند و تعداد یکسان ندارند

انواع نویزهای داخلی:

مربوط به طبیعت گسسته بار الکتریکی که در نیمه هادی ها هنگام عبور جاری و توسط پتانسیل ناشی از پیوند های نیمه هادی ایجاد می گردد.

ناشی از حرکات تصادفی الکترون ها در یک ماده است

1. نویز حرارتی 2. نویز دیفیوژن 3. نویز شات 4. نویز تولید و بازترکیب

5. نویز فلیکر — مربوط به حاملها با درجه حرارت بالا و تجمع حاملها در جاهایی که الکترون ها تولید می شوند

علت آن هنوز مشخص نشده

4. بر اثر تولید و دوباره بازترکیب شدن حاملها در نیمه هادی به وجود می آید.

جلسه هفتم چهارشنبه ۹۶/۱/۱۶

تمارین تحویلی

Arman

Subject :

Year : Month : Date :

فصل ۱ : ۲، ۵، ۶، ۸، ۹ — تحویل ۹۵،۱۲،۲۱

فصل ۲ : ۱، ۲، ۶، ۸، ۱۱، ۱۲ — تحویل ۹۶،۱،۳۰

فصل ۳ : ۲، ۵، ۶، ۱۰، ۱۱، ۱۲، ۱۳

فرمولهایی که باید حفظ کنم :

فصل ۱ : ۳، ۴، ۶، ۷، ۹، ۱۰، ۱۲، ۱۳، ۱۴، ۱۵، ۱۶، ۱۸

فصل ۲ : ۶، ۸، ۹، ۱۷، ۲۰، ۲۲، ۲۷، ۲۸، ۳۲، ۷۰، ۷۱، ۷۲، ۸۱

فصل ۳ : ۲۷، ۲۸، ۳۳، ۴۵، ۴۹، ۵۰، ۵۱، ۵۷، ۵۸، ۶۲، ۶۳،
۶۵، ۷۰، ۷۳، ۷۴، ۷۵، ۷۶، ۷۷

Scanned by CamScanner

Subject :
Year : Month : Date :

جلسه هشتم ۱۹ ، ۱ ، ۹۶ شنبه

تحلیل نویز در مدارات الکترونیکی :

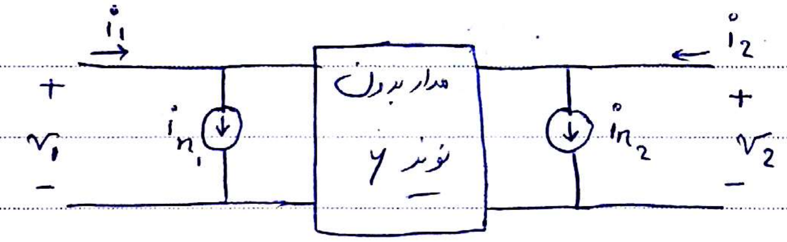
روش اول : روش مستقیم به دست آوردن مدار خطی تولید یک سری منابع نویز ترکیب شده و به کمک اصل برهم‌نهی هر یک از منابع در کل توان نویز خروجی محاسبه می‌شوند

این روش معایب زیادی دارد

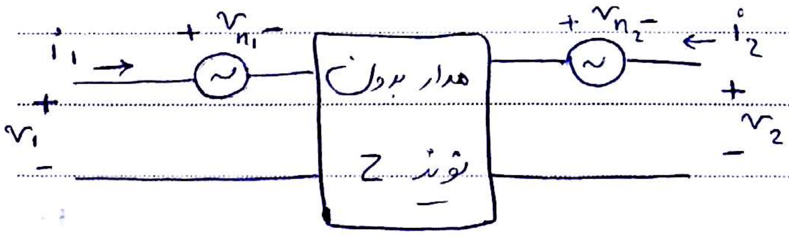
منبع تولید نویز یا می‌تواند جریان باشد یا ولتاژ روشی به مدار مورد نظر اضافه دارد

روش دوم : استفاده از ماتریس همبستگی نویزی می‌باشد .

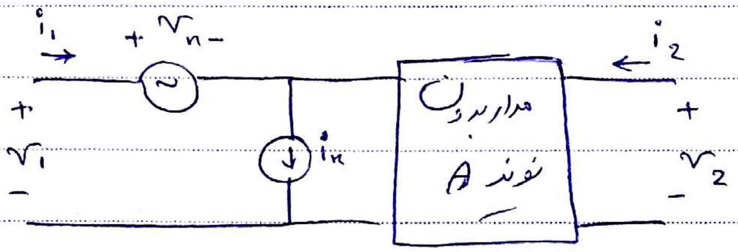
$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = Y \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{n_1} \\ i_{n_2} \end{bmatrix}$$



$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = Z \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{n_1} \\ v_{n_2} \end{bmatrix}$$



$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} v_2 \\ -i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_n \\ i_n \end{bmatrix}$$



C^Y , C^Z , C^A

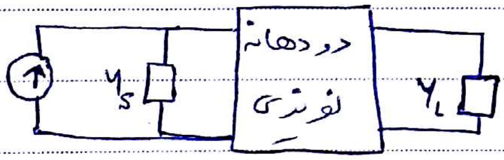
فاکتور نویز دو دهانه :

مطلوب اینه که نویز به مقدار min خودش برسه

$$F = \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}}$$

نسبت سیگنال به نویز در ورودی به روی سیگنال به نویز در خروجی به عنوان فاکتور نویز مطرح خواهد شد.

عدد نویز برابر است با $10 \log F$



$$F = \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}} = \frac{N_{out}}{\left(\frac{S_{out}}{S_{in}}\right) N_{in}} = \frac{N_{out}}{G \cdot N_{in}}$$

($\frac{S_{out}}{S_{in}}$: G)

فاکتور نویز یک دو دهانه عبارت است از نسبت کل توان نویز قابل دسترس در خروجی به کل توان نویز قابل دسترس در ورودی دو دهانه بدون نویز فرض شود

$$F = \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}} = \frac{N_{out}}{G \cdot N_{in}} = \frac{G N_{in} + N_d}{G N_{in}} = 1 + \frac{N_d}{G N_{in}} = 1 + \frac{G k T_e}{G k T_0} = 1 + \frac{T_e}{T_0}$$

دمای معادل مربوط به افت‌ها (T_e)

دمای اتاق (T_0) 290 K

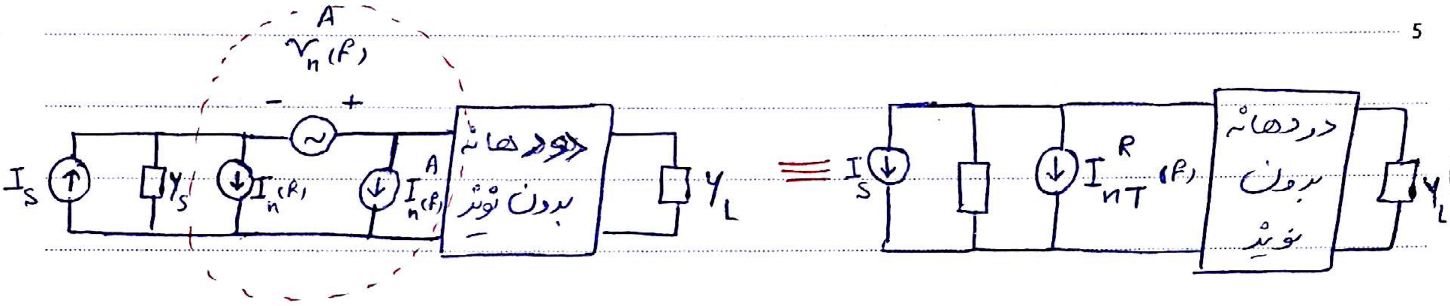
Arman

Scanned by CamScanner

نویز خروجی را می‌توان به ۲ قسمت تقسیم کرد: تقویت شدهٔ نویز ورودی و دیگری نویز خود دو دهانه

N_d : نویز دو دهانه $\qquad T_0 = 290^\circ k$

T_e : دمای حرارت معادل نویزی تقویت کننده است



$$I_{nT}^{R}(f) = I_n(f) + I_n^A(f) - Y_S\, v_n^A(f)$$

$$F = 1 + \frac{C_{22}^A(f) - 2\mathrm{Re}\{Y_S(f)\, C_{21}^A(f)\} + |Y_S(f)|^2 C_{11}^A(f)}{2kT_0\, \mathrm{Re}\{Y_S(f)\}}$$

هدف مینیمم کردن تابع F می‌باشد. با استفاده از مشتق‌گیری به شکل $Y_{sopt} = G_{sopt} + jB_{sopt}$

$$F_{Min}(f) = 1 + 2\,\frac{-\mathrm{Re}\{C_{12}^A(f)\} + G_{sopt}\, C_{11}^A(f)}{2kT_0}$$

مقاومت نویز:

$$R_n(f) = \frac{C_{11}^A(f)}{2kT_0}$$

$$F(f) = F_{min}(f) + \frac{R_n(f)\,|Y_s(f) - Y_{sopt}(f)|}{G_s(f)}$$

Scanned by CamScanner

Subject :

Year :　Month :　Date :

معرفی پارامترهای مرتبط با LNA :

1_ فاکتور نویز متوسط :

$$F_{ave} = \frac{\int_{f_1}^{f_2} F(f)\, G(f)\, df}{\int_{f_1}^{f_2} G(f)\, df}$$

2_ فاکتور نویز واقعی :

$$F_{act} = 1 + (F - 1)\frac{T_0}{T_S}$$

T_S دمای واقعی محیط

3_ اثر نویز :

$$M \triangleq \frac{F - 1}{1 - \frac{1}{G}}$$

باید حداقل بشن

قابلیت آشکارسازی سیگنال در حضور نویز :

$$S_{in} = \frac{v_{in}^2}{4R_{in}}$$

v_{in} : مینیمم ولتاژ سیگنال قابل آشکارسازی می‌باشد

R_{in} : مقاومت ورودی گیرنده

$$= N_{in} \cdot F \cdot \left(\frac{S}{N}\right)_{out}$$

$$\boxed{N_{in} = kT_0 \Delta f}$$

$$S_{in}\Big|_{dB} = 10 \log (kT_0) + 10 \log \Delta f + 10 \log F + 10 \log \left(\frac{S}{N}\right)_{out}$$

خواهیم داشت : $10 \log \left(\frac{S}{N}\right) = 3\,dB$

Arman

Scanned by CamScanner

Subject:
Year: Month: Date:

$$S_{in}\big|_{dBW} = -201 + 10\log \Delta f_{(Hz)} + 10 \log F$$

$$S_{in}\big|_{dBm} = -111 + 10\log \Delta f_{(MHz)} + 10 \log F$$

مثال: اگر عدد نویز یک گیرنده مخابراتی 10^{dB} در دمای اتاق باشد، آنگاه توان مینیمم سیگنال قابل آشکارسازی برای پهنای باندهای زیر را محاسبه نمائید:

$\Delta f = 1^{KHz}$, $\Delta f = 1^{MHz}$, $\Delta f = 1^{GHz}$

$$S_{in}\big|_{dBm} = -111 + 10\log 10^{-3} + 10 = -131\ dBm$$

$$S_{in}\big|_{dBm} = -111 + 10\log 1 + 10 = -101\ dBm$$

$$S_{in}\big|_{dBm} = -111 + 10\log 10^{3} + 10 = -71\ dBm$$

هر چه پهنای باند بالاتر می‌رود باید توان سیگنال هم بیشتر شود تا بتوان در مقابل این نویز قابلیت آشکارسازی داشته باشد

if $R_{in} = 50\ \Omega$

$V_{in} = 3.98\ \mu V$

$V_{in} = 126\ \mu V$

$V_{in} = 3985\ \mu V$

تقویت کننده کم نویز:

گام اول انتخاب ترانزیستور با نویز کم می‌باشد (N_f). گام دوم انتخاب نقطه کار مناسب می‌باشد

Scanned by CamScanner

که معمولاً برای ترانزیستور حدود ۱۰ تا ۱۵ درصد هانز هم مقدار ممکن R_n می‌باشد.

مربوط به مقدار نویز ترانزیستور

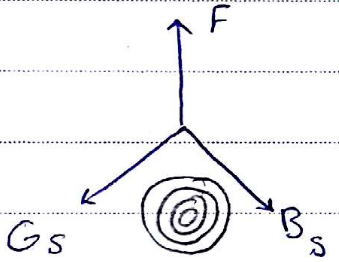
$$F = F_{min} + \frac{R_n \left| Y_s - Y_{s\,opt} \right|^2}{G_s}$$

تمام تلاش ما این است که $Y_s = Y_{s\,opt}$ قرار دهیم.

تلاش جهت برابری $Y_s = Y_{s\,opt}$

Y_s شامل یک بخش حقیقی و موهومی است

$$\boxed{Y_s = G_s + jB_s}$$



سطح مقطع این رویه به شکل دایره است

$$(G_s - G_{s\,opt} - \alpha)^2 + (B_s - B_{s\,opt})^2 = \alpha(\alpha + 2G_{s\,opt})$$

این معادله، معادله دایره است

$$(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 = R^2$$

$$\alpha = \frac{F - F_{min}}{2R_n}$$

فاکتور نویز را به صورت یک منحنی که به شکل دایره مبتنی بر G_s و B_s درآوردیم.

در طراحی LNA با انتخاب $Y_s = Y_{s\,opt}$ به شرط حفظ پایداری تقویت کننده این فاکتور به حداقل مقدار خود خواهد رسید. اما در بیشتر موارد باید بهره توان تقویت کننده نیز مطرح گردد.

طراحی تقویت کننده LNA:

با مشخص بودن فاکتور نویز و G_T (بهره انتقالی) می‌توان تقویت کننده را طراحی نمود

Arman

با شرط F_0 : $F \leq F_0$

Subject:
Year: Month: Date:

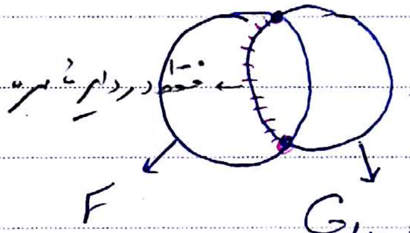
$G_{tu} = g_s \cdot g_a \cdot g_L$ ارتباط به منظور رسیدن به تقویت کننده برای طراحی تمام این

$$g_{s_0} = \frac{2G_s}{|Y_i + Y_s|^2} \Rightarrow \left(G_s + g_i - \frac{1}{g_{s_0}}\right)^2 + (B_s + b_i)^2 = -\frac{1}{g_{s_0}}\left(2g_i - \frac{1}{g_{s_0}}\right) \quad (1)$$

و با بازنویسی فرمول دایره می‌رسیم

$$F_0 = F_{Min} + \frac{R_n |Y_s - Y_{s\,opt}|^2}{G_s} \Rightarrow$$

$$(G_s - G_{sopt} - \alpha)^2 + (B_s - B_{sopt})^2 = \alpha(\alpha + 2G_{sopt}) \quad (2)$$



تمامی نقاط روی دایره بهره انتقالی بین این ۲ نقطه هستند و درون دایره نویز هم هستند جزو جواب‌اند.
زیرا همچون این بوده که F های بجز F نویز را هم پوشش دهد.

بهره انتقالی و دایره نویز طبیعتاً تداخل دارند.

جلسه نهم ۹۶/۲/۲

فصل سوم:

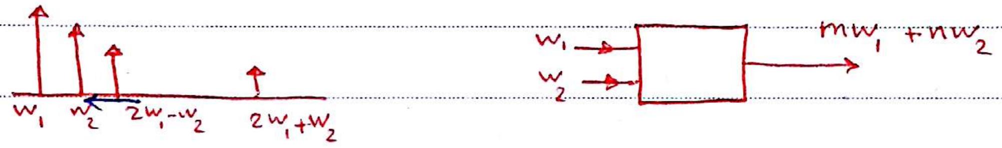
عملکرد غیرخطی ادوات الکترونیکی:

Arman

Scanned by CamScanner

پدیده تولید اعوجاج که رفتاری ناشی از وجود جملات مرتبه دوم و بالاتر در بسط سری توانی عناصر غیرخطی می باشد. فرکانس mw $(m = 0, 1, 2, \dots)$

اعوجاج ترم های اینترمدولاسیون: ترکیب ورودی شامل دو یا چند فرکانس مستقل باشد خروجی سیگنال حاوی با فرکانس هایی که ترکیب خطی از فرکانس های ترکیب باشد مثلاً $mw_1 + nw_2$ با مرتبه $|m|+|n|$ گویند. اعوجاج های مرتبه سوم ($2w_1 - w_2$ و $2w_2 - w_1$) مهم ترین پدیده های اعوجاج غیرخطی می باشند

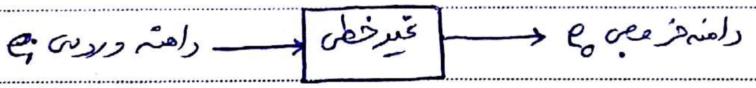


تبدیل AM-AM (اعوجاج دامنه)

مدل غیرخطی استاتیکی:

سیگنال خروجی ، سیگنال ورودی

$$e_o = k_1 e_i + k_2 e_i^2 + k_3 e_i^3 + \dots$$



تحلیل المان غیرخطی به صورت تک فرکانس:

$$e_o = k_1 e_i + k_2 e_i^2 + k_3 e_i^3$$

k_3 ← ادوات واقعی $k_3 < 0$

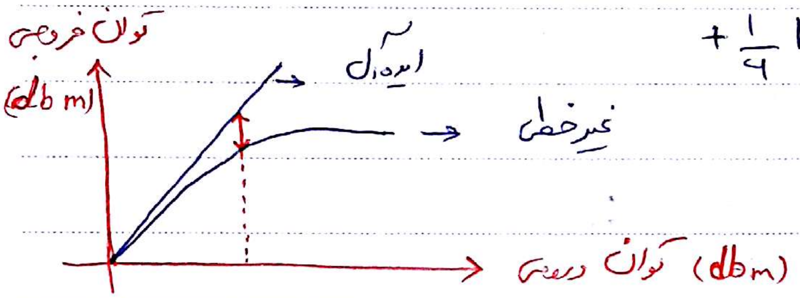
Arman

Scanned by CamScanner

Subject
Year. Month. Day.

اگر ورودی $e_i = A\cos\omega_1 t$

$$\rightarrow e_o = \frac{1}{2}k_2A^2 + \left(k_1A + \frac{3}{4}k_3A^3\right)\cos\omega_1 t + \frac{1}{2}k_2A^2\cos 2\omega_1 t$$
$$+ \frac{1}{4}k_3A^3\cos 3\omega_1 t$$



$P_{1\,dB}$ = تفاوت میزان خطی و غیرخطی 1db باشد.

گین در هارمونیک اصلی (ω_1):

$$G = 20\log\frac{k_1A_1 + \frac{3}{4}k_3A^3}{A} =$$

$$= 20\log\left(k_1 + \frac{3}{4}k_3A^2\right)$$

بهره حالت خطی G_0:

$$G_0 = 20\log\frac{k_1A}{A} = 20\log k_1$$

نقطه فشردگی بهره 1db به صورت سطح سیگنال زیر تعریف می‌شود.

$$G_{1db} = G_0 - 1^{db}$$

$$k_1 + \frac{3}{4}k_3A^2 = 0.891k_1 \rightarrow A^2 = 0.145\frac{k_1}{|k_3|}, \quad k_3 < 0$$

if $Z_{out} = Z_{in} = R$ داریم:

Scanned by CamScanner

Year. Month. Day.

$$P_i = 10 \log \left\{ \left(\frac{A}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \right\} \text{ dbm}$$

$$P_o = 10 \log \left\{ \left(\frac{k_1 A + \frac{3}{4} k_3 A^3}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \right\} = P_i + G$$

$$P_{1db} = G_{1db} + P_i = G_o - 1 + P_i \text{ dbm}$$

$$P_{1db} = G_o - 1 + 10 \log \left(\frac{0.145\, k_1\, 10^3}{2 |k_3| R} \right) \text{ dbm}$$

$$\text{if } R = 50\Omega \longrightarrow P_{1db} = 10 \log \frac{k_1^3}{|k_3|} + 0.62 \text{ dbm}$$

مثال: یک دیودهایی با مشخصه تبدیل زیر را در نظر بگیرید $(R = 50\Omega)$

$$e_o = k_1 e_i + k_2 e_i^2 + k_3 e_i^3$$

$$e_o = \underbrace{15}_{k_1} e_i - \underbrace{2}_{k_3} e_i^3$$

مطلوبست محاسبهٔ الف) G_o و G_{1db} ب) محاسبه A و توان خروجی.

$$k_1 = 15, \quad k_2 = 0, \quad k_3 = -2, \qquad G_o = 20 \log k_1 = 23.5^{db}$$

$$G_{1db} = G_o - 1 = 22.5^{db} \qquad A = \sqrt{\frac{0.145\, k_1}{|k_3|}} = 1.044^{v}$$

$$P_{1db} = 32.89 \text{ dbm}$$

اثرات غیرخطی با دو فرکانس:

$$e_i = A(\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t)$$

$$\rightarrow e_o = k_2 A^2 + k_2 A^2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t + (k_1 A + \frac{9}{4} k_3 A^3)\cos\omega_1 t$$

+ ادامه در صفحه بعد

Scanned by CamScanner

ادامه

$$+ \left(k_1A + \frac{9}{4}k_3A^3\right)\cos\omega_2 t + \frac{3}{4}k_3A^3\cos(2\omega_1-\omega_2)t + \frac{3}{4}k_3A^3\cos(2\omega_2-\omega_1)t$$

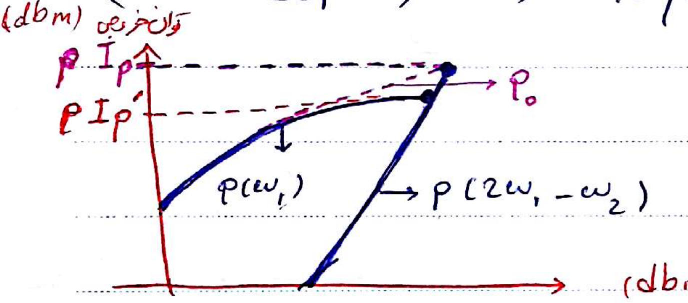
$$+ k_2A^2\cos(\omega_1+\omega_2)t + \frac{1}{2}k_2A^2\cos 2\omega_1 t + \frac{1}{2}k_2A^2\cos 2\omega_2 t$$

$$+ \frac{3}{4}k_3A^3\cos(2\omega_1+\omega_2)t + \frac{3}{4}k_3A^3\cos(2\omega_2+\omega_1)t + \frac{1}{4}k_3A^3\cos 2\omega_1 t$$

$$+ \frac{1}{4}k_3A^3\cos 2\omega_2 t$$

$2\omega_2-\omega_1$, $2\omega_1-\omega_2$

سنجش اعوجاج اینترمدولاسیون مرتبه سوم، نقطه برخورد مرتبه سوم می باشد (Intercept Point)



$$P_o = 10\log\left(\left(\frac{k_1A}{\sqrt{2}}\right)^2 \frac{10^3}{R}\right)\text{dbm}$$

$$P_{\omega_1} = 10\log\left(\left(\frac{k_1A + \frac{9}{4}k_3A^3}{\sqrt{2}}\right)^2 \frac{10^3}{R}\right)\text{dbm}$$

$$P(2\omega_1-\omega_2) = 10\log\left(\left(\frac{\frac{3}{4}k_3A^3}{\sqrt{2}}\right) \frac{10^3}{R}\right)\text{dbm}$$

طبق تعریف : $P_o = P_{Ip}$

$$A^2 @ P_{Ip} = \frac{4}{3}\frac{k_1}{|k_3|}$$

$$P_{Ip} = 10\log\left(\frac{2}{3}\frac{k_1^3}{|k_3|}\frac{10^3}{R}\right)\text{dbm}$$

Scanned by CamScanner

Subject.
Year. Month. Day.

if R = 50 Ω $\quad P_{IP} = 10 \log \frac{k_1^3}{|k_3|} + 11.25$ dbm

$A^2 @ P_{IP}' = \frac{2}{3} \frac{k_1}{|k_3|}$ باتوجه به تعریف

$P_{IP}' = 10 \log \frac{1}{12} \frac{k_1^3}{|k_3|} \frac{10^3}{R} = P_{IP} - 9$ dbm

$$\boxed{P_{IP} = P_{1db} + 10.63 \text{ dbm}}$$

$P(2\omega_1 - \omega_2) = 3P_o - 2P_{IP}$ dbm

در سطح توان پایین $P_o \cong P_{\omega_1}$

$P(2\omega_1 - \omega_2) \cong 3P_{\omega_1} - 2P_{IP}$ dbm

مثال: یک دو دهانه با مشخصات زیر را در نظر بگیرید (R = 50Ω)

$e_o = 15 e_i - 2 e_i^3$ $\qquad P_{\omega_1} = -10$ dbm

$P_{IP} = 43.52$ dbm $\qquad P_{1db} = 32.89$ dbm

مطلوبست محاسبه توان ترم انترمدولاسیون مرتبه سوم خروجی؟

$P_o \cong P_{\omega_1}$

$P(2\omega_1 - \omega_2) = 3P_{\omega_1} - 2P_{IP} = -117$ dbm انترمدولاسیون مرتبه سوم توان ناچیزی دارد

Year. Month. Day.

رنج دینامیکی :

قابلیت پردازش سیگنال یک گیرنده، مقادیر توان کم نویز به عنوان حد پایین و اعوجاج سیگنال به عنوان حد بالا تقسیم می‌شود

$$N_0 = k T_0 B G F$$

$$B = \frac{1}{G}\int_0^{\infty} G_P(f)\, df$$

$$\Rightarrow N_0 = -174^{dbm} + 10\log B + G(dB) + F(dB)$$

$$P_{w_1} - P_{(2w_1 - w_2)} = \frac{2}{3}\left(P_{IP} - P_{(2w_1 - w_2)}\right)$$

$$DR(db) = \frac{2}{3}\left[P_{IP} + 174 - 10\log B - G - F\right]$$

تبدیل AM - PM (دامنه - فاز) :

یعنی از پدیده‌ای که می‌گیرد حتی هم تأثیر دامنه سیگنال ورودی در فاز خروجی می‌باشد

(یاد مدولاسیون فازی افتیم)

انواع مدولاسیون :

1- سیگنال سینوسی بدون مدولاسیون $\quad v(t) = A\cos\omega_0 t$

2- مدولاسیون AM $\quad v(t) = k\, g(t)\cos\omega_0 t$

Scanned by CamScanner

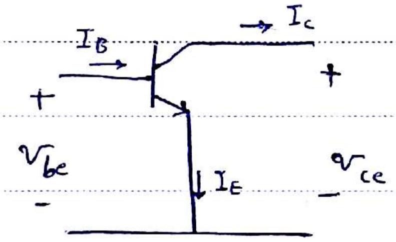
Year. Month. Day.

۳- مدولاسیون FM $\quad v(t) = A\cos(\omega_0 t + \varphi(t))$

۴- مدولاسیون ترکیبی $\quad v(t) = k\,g(t)\cos(\omega_0 t + \varphi(t))$

هنگام اجرای مدولاسیون که یک المان غیرخطی ترانزیستور در روشون وجود دارد.

بررسی عملکرد غیرخطی BJT در مدولاسیون گیرنده و فرستنده ؛



$$I_B = f_{NL}(v_{be}, v_{ce})$$

ثابت در نظر گرفته می‌شود

$$\boxed{I_C = g_{NL}(v_{be}, v_{ce})}$$

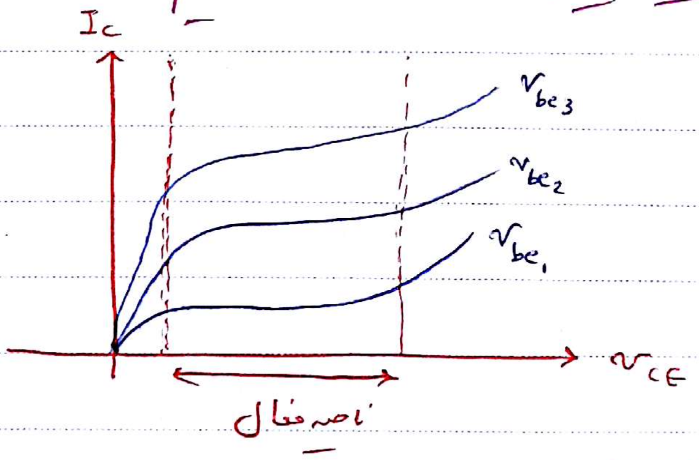
$$I_C = h_{NL}(v_{be})$$

چون جریان B خیلی کم است ما با فرمول ↑ کار داریم

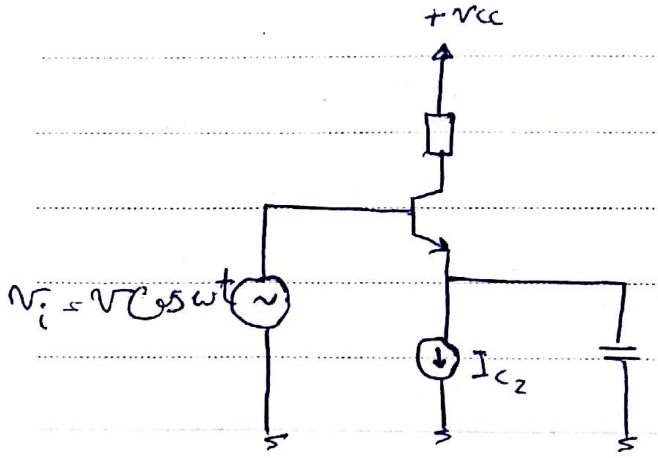
$$I_C = \alpha I_E \simeq I_E$$

$$= I_{ES}\, e^{v_{be}/v_T}$$

$$v_T = 25 - 26\ mv$$

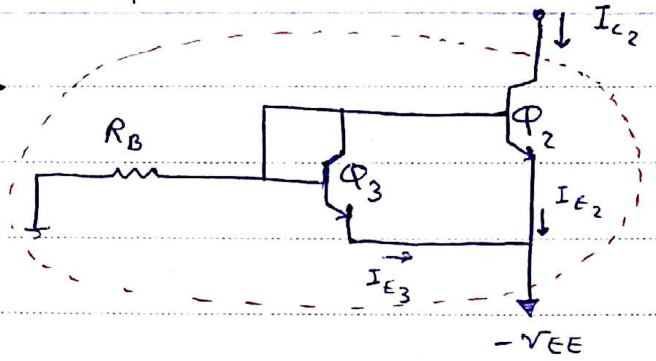


تقویت کننده ساده BJT :



Subject.
Year. Month. Day.

I_{C_2} منبع جریان →



$$I_{RB} = \frac{V_{EE} - V_{BE_Q}}{R_B} \quad , \quad I_{E_2} = I_{E_3}$$

$$I_{RB} = I_{E_3} + (1-\alpha) I_{E_2} \rightarrow I_{E_2} = \frac{V_{EE} - 0.75}{(2-\alpha) R_B} \cong \frac{V_{EE} - 0.75}{R_B}$$

$$\rightarrow I_{C_2} = \alpha I_{E_2} = \frac{V_{EE} - 0.75}{R_B}$$

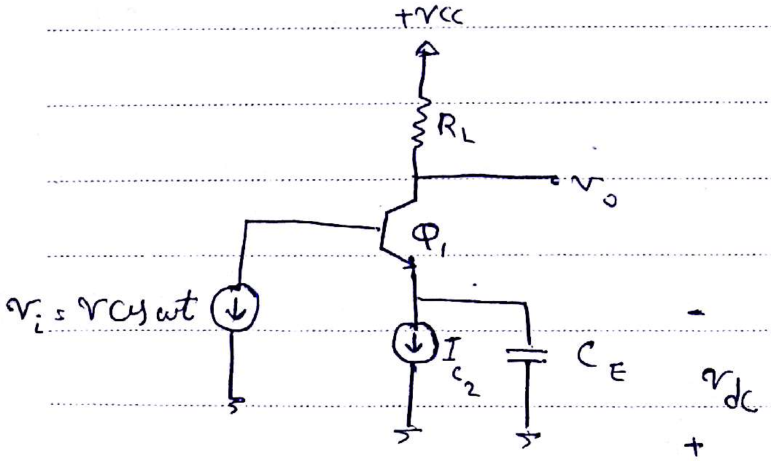
← منبع جریان

انواع تقویت کننده :

۱- تقویت کننده باند وسیع

۲- تقویت کننده باند باریک

الف) تقویت کننده باند وسیع ($Z_L = R_L$)



Year. Month. Day.

$$I_C = I_{ES}\, e^{\frac{v_{BE}}{v_T}}$$

$$v_{BE} = v_i + v_{dc}$$

$$\Rightarrow I_C = I_{ES}\, e^{\frac{v_i + v_{dc}}{v_T}} \qquad \frac{v}{v_T} = x$$

$$= I_{ES}\, e^{\frac{v\cos\omega t}{v_T} + \frac{v_{dc}}{v_T}}$$

$$\Rightarrow I_C = I_{ES}\, e^{\frac{v_{dc}}{v_T}} \cdot e^{x\cos\omega t}$$

$$e^{x\cos\omega t} = I_0(x) + 2\sum I_n(x)\cos n\omega t$$

$I_n(x)$: تابع بسل تصحیح شده نوع اول مرتبه n

$$I_n(0) = 1$$

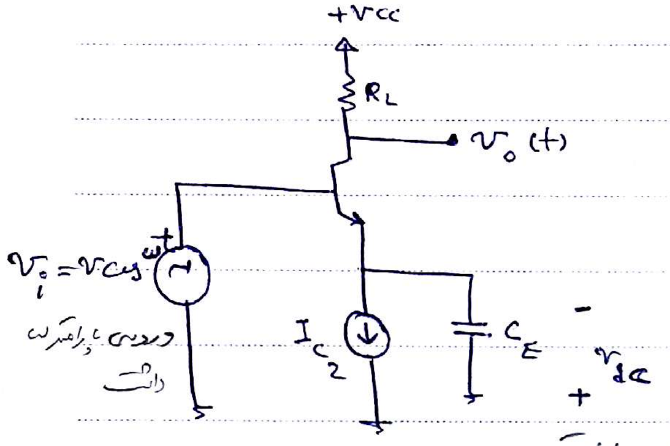
$$\text{if } x > 0 \Rightarrow I_n(x) > 0$$

$$\lim_{x\to 0} I_n(x) = \frac{(x/2)^n}{n!}$$

$$\Rightarrow I_C = I_{ES}\, e^{v_{dc}/v_T}\left[I_0(x) + 2\sum_{n=1}^{\infty} I_n(x)\cos n\omega t\right]$$

$$= \underbrace{I_{ES}\, I_0(x)\, e^{v_{dc}/v_T}}_{I_{C_2}}\left[1 + 2\sum_{n=1}^{\infty}\frac{I_n(x)}{I_0(x)}\cos n\omega t\right]$$

تقویت کننده باند وسیع ($Z_L = R_L$)



$$x = \frac{v}{v_T}$$

خروجی nw شد! وای فوریه! چون ما برای ∞ تا فرکانس می‌خواستیم!

$$I_c = \underbrace{I_{ES}\, I_0(x)\, e^{v_{dc}/v_T}}_{I_{C_2}} \left[1 + 2\sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n(x)}{I_0(x)} \cos n\omega t\right]$$

در خروجی مضرب صحیحی از فرکانس اصلی مشاهده می‌شود.

dc یا متوسط جریان کلکتور

$$\boxed{\bar{I}_c = I_{ES}\, e^{v_{dc}/v_T}\, I_0(x) = I_{C_2}}$$

$$v_{dc} = v_T \ln \frac{I_{C_2}}{I_{ES}\, I_0(x)} = v_T \ln \frac{I_{C_2}}{I_{ES}} - v_T \ln I_0(x)$$

فقط dc داریم

$$\text{if } v_i = 0 \Rightarrow v_{BEQ} = v_{dcQ} = v_T \ln \frac{I_{C_2}}{I_{ES}}$$

هم مقدار dc داریم هم مقدار ac داریم

$$\text{if } v_i \neq 0 \Rightarrow v_{BE} = v_{dc}$$

$$\Rightarrow \boxed{v_{dc} = v_{dcQ} - v_T \ln I_0(x)}$$

$$v_o(t) = V_{cc} - R_c I_c = V_{CC} - R_L I_{C_2}\left(1 + 2\sum \frac{I_n(x)}{I_0(x)} \cos n\omega t\right)$$

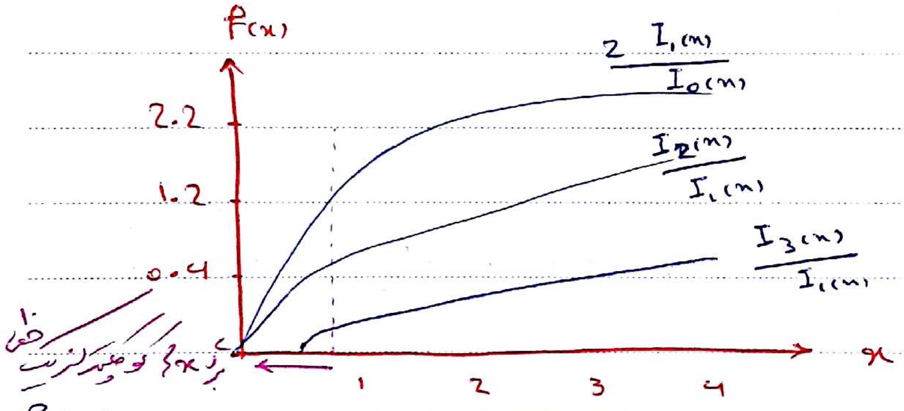
Scanned by CamScanner

Year. Month. Day.

$$= v_{cte} - \sum_{k=1}^{\infty} v_{ok} \cos k\omega t$$

$$\hookrightarrow v_{ok} = 2R_L I_{C_2} \frac{I_{k(x)}}{I_{o(x)}}$$

x	$\ln I_{o(x)}$	$2\frac{I_{1(x)}}{I_{o(x)}}$	$\frac{I_{2(x)}}{I_{1(x)}}$
0	0	0	0
0.5	0.062	0.485	0.124
1	0.236	0.893	0.24
2	0.823	1.396	0.433
5	3.3	1.787	0.719
10	7.93	1.897	0.854
20	17.6	1.949	0.926



هر چه درجه بالاتر میره خطی تر می شه

اعوجاج هارمونیکی کلی

$$THD = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{v_{ok}}{v_{o1}}\right)^2} \Rightarrow THD = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{I_{k(x)}}{I_{1(x)}}\right)^2}$$

باتوجه به نمودار به ازای $x<1$ نمودار تقریبا خطی خواهد بود
ترانزیستور هارمونیک های فرکانس وجود نداشته باشد پس به ناحیه خطی کار کند

$$x = \frac{v}{v_T} < 1 \Rightarrow v < 25^{mv}$$

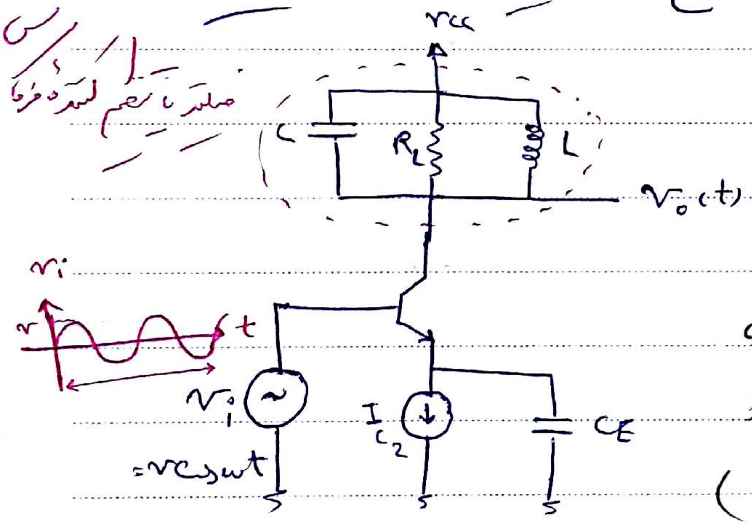
دامنه سیگنال ورودی باید کوچک‌تر از 25^{mv} باشد تا در ناحیه خطی ترانزیستور کار کند.

برای اینکه اعوجاج هارمونیکی کم باشد مقدار های مجاز آن را تعریف می‌کنیم

$$\frac{I_2(x)}{I_1(x)} < 2.5\%$$

$$\frac{I_2(x)}{I_1(x)} = \frac{\frac{(x/2)^2}{2!}}{\frac{(x/2)^1}{1!}} < 2.5\% \Rightarrow x < 0.1 \rightarrow v < 2.5^{mv}$$

برای اینکه ترانزیستور در ناحیه خطی کار کند و همچنین اعوجاج هارمونیکی کم داشته باشد باید سیگنال ورودی دامنه‌ای برابر با $v_i < 2.5^{mv}$ داشته باشد.



تقویت کننده باند باریک

ساده‌ترین راه باند باریک کردن این است که یک RLC موازی بگذاریم هرچند می‌توانیم شکل‌های مختلفی را به جای Z_L قرار داد (کلاً کل فصل یک!)

$$I_C = I_{C_2}\left[1 + 2\sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n(x)}{I_1(x)} \cos n\omega t\right]$$

$$\text{ac بخش } v_o(t) = I_C(t) * Z_L(t) \rightarrow \boxed{v_{ok} = I_{ck} \cdot Z_L(k\omega)}$$

$$\left|\frac{Z_L(k\omega)}{Z_L(\omega)}\right| = \frac{k}{(k^2-1)Q} \rightarrow \text{ مدار تشدید } Q = RC\omega_0 \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Scanned by CamScanner

Year. Month. Day.

$$v_{0k} = 2 I_{c_2} \frac{I_{k(n)}}{I_{o(n)}} |Z_L(k\omega)| \simeq 2 I_{c_2} \frac{I_{k(n)}}{I_{o(n)}} \cdot \frac{k}{(k^2-1)Q} |Z_L(\omega)|$$

اگر Q خیلی بزرگ باشد اگر v_{0k} کاهش چشمگیری خواهد داشت.

$$g_m = \frac{I_c}{v_T}$$

در حالت سیگنال بزرگ $G_m = \dfrac{\text{دامنه جریان کلکتور در هارمونیک اصلی}}{\text{دامنه ولتاژ ورودی}}$

دامنه سیگنال خروجی در هارمونیک اصلی به روی دامنه سیگنال ورودی

$$= \frac{2 I_{c_2} \frac{I_{1(n)}}{I_{o(n)}}}{x v_T} \Rightarrow G_m(x) = g_{mQ} \cdot \frac{2 I_{1(n)}}{x I_{o(n)}}$$

هدایت انتقالی سیگنال بزرگ

در تقویت کننده باند باریک:

۱) سیگنال کوچک:

$$v_o(t) = v_{cc} - R_L g_m \overbrace{v \cos\omega t}^{v_i}$$

۲) سیگنال بزرگ:

$$v_o(t) = v_{cc} - R_L G_m(n) v \cos\omega t$$

استفاده از BJT در ضرب کننده‌های فرکانسی:

برداشتن یک هارمونیک (هارمونیک به عنوان ضرب کننده فرکانس) در خروجی داشته باشیم باید فرکانس مرکزی مدار تنظیم کننده را برابر فرکانس ضرب در تقسیم کنیم.

$$v_o(t) = v_{cc} - \alpha I_{c_2} R_L \frac{2 I_{n(x)}}{I_{o(x)}} \cos n\omega t$$

Subject

Year. Month. Day.

مخلوط کننده یا میکسر:

در مدار اصلی $v_i(t) = \underbrace{V_1 \cos\omega_1 t}_{v_1} + \underbrace{g(t)\cos\omega_2 t}_{v_2}$ در نظر میگیریم، سیگنال v_1 به عنوان

سیگنال نوسان ساز محلی در گیرنده و $g(t)\cos\omega_2 t$ به عنوان سیگنال AM مدوله شده باشد

که و فرکانس میانی (IF) در گیرنده انتقال میدهیم

$$v_{BE} = v_i + V_{dc}$$

$$\Rightarrow i_E = I_{ES}\, e^{V_{dc}/V_T} \cdot e^{x\cos\omega_1 t} \cdot \underbrace{e^{\frac{g(t)}{V_T}\cos\omega_2 t}}$$

(خیلی کوچک باشد)

$$\simeq 1 + \frac{g(t)}{V_T}\cos\omega_2 t$$

$$\Rightarrow i_E = I_{ES}\, e^{\frac{V_{dc}}{V_T}} \cdot I_0(x)\left[1 + \frac{2I_1(x)}{I_0(x)}\cos\omega_1 t + \frac{2I_2(x)}{I_0(x)}\cos 2\omega_1 t + \dots\right]$$

$$\times\left[1 + \frac{g(t)}{V_T}\cos\omega_2 t\right]$$

$\cos A \cos B$

$$\Rightarrow i_E = I_{C_2}\left[1 + \frac{2I_1(x)}{I_0(x)}\cos\omega_1(t) + 2\frac{I_2(x)}{I_0(x)}\cos\omega_2(t) + \dots\right]$$

$$+ \frac{g(t)}{V_T} I_{C_2}\left[\cos\omega_2 t + \frac{I_1(x)}{I_0(x)}\cos(\omega_1 - \omega_2)t + \frac{I_1(x)}{I_0(x)}\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \dots\right]$$

$(\omega_1 - \omega_2)$ که فرکانس میانی حاصل شود.

فرکانس تشدید را روی $\omega_1 - \omega_2$ در نظر میگیریم

Scanned by CamScanner

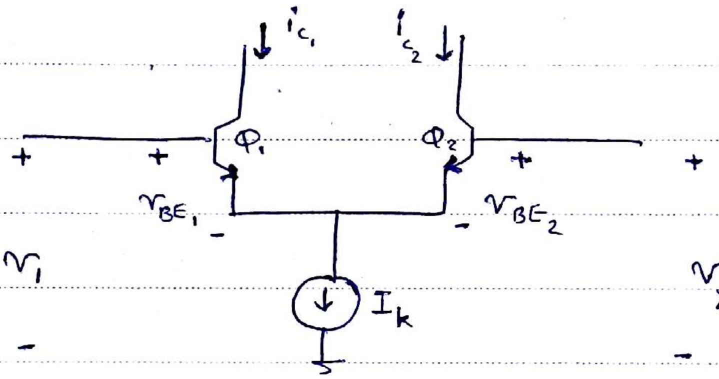
Year.   Month.   Day.

$$v_o(t) = v_{cc} - R_L\,\alpha\,\frac{I_{c2}}{v_T}\cdot\frac{I_1(n)}{I_0(n)}\,g(t)\cos(\omega_1-\omega_2)t$$

$$v_o(t) = v_{cc} - g_c R_L\, g(t)\cos(\omega_1-\omega_2)\,t$$

$$\boxed{g_c = g_{mQ}\,\frac{I_1(n)}{I_0(n)}}$$

بررسی عملکرد غیرخطی زوج تفاضلی :



$$I_{c_{1,2}} = f_{NL}(v_i)$$

$$I_k = I_{c_1} + I_{c_2}$$

$$I_{c_1} = I_{ES}\,e^{v_{BE_1}/v_T}\quad,\quad I_{c_2} = I_{ES}\,e^{v_{BE_2}/v_T}$$

$$v_i = v_1 - v_2 = v_{BE_1} - v_{BE_2}$$

$$\frac{I_{c_1}}{I_{c_2}} = e^{\frac{v_{BE_1}-v_{BE_2}}{v_T}} = e^{\frac{v_1-v_2}{v_T}}\quad,\quad x = \frac{v_1-v_2}{v_T}$$

$$I_{c_1} = I_{c_2}\,e^{x} \Rightarrow I_{c_2}(1+e^{x}) = I_k$$

$$\Rightarrow I_{c_2} = \frac{I_k}{e^{k}+1}\quad,\quad I_{c_2} - I_k/2 = \frac{I_k}{1+e^{x}} - \frac{I_k}{2} = -\frac{I_k}{2}\tanh\left(\frac{x}{2}\right)$$

Scanned by CamScanner

Subject

Year. Month. Day.

$$\Longrightarrow \begin{cases} I_{c_1} = \dfrac{I_k}{2}\left(1 + \tanh\left(\dfrac{x}{2}\right)\right) \\ I_{c_2} = \dfrac{I_k}{2}\left(1 - \tanh\left(\dfrac{x}{2}\right)\right) \end{cases}$$

- در تقویت کننده باند باریک ($Z_L = R_L$)

$$V_i = V \cos \omega_0 t \qquad x = \frac{V}{V_T}$$

فقط فرد کسینوس ها می بینیم بی نهایت تقویت کننده تک فرکانسی نصفش را فقط داریم و در اینورت نیست. تک فرکانسی خروجی ما خواهد بود

$$I_{c_2}(ac) = -\frac{I_k}{2}\tanh\left(\frac{x}{2}\cos\omega_0 t\right) = -I_k \sum a_{2n-1}(x) \cos(2n-1)\omega_0 t$$

$$a_{n}(x) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} \tanh\left(\frac{x}{2}\cos\theta\right)\cos n\theta \, d\theta$$

$$V_o(t) = V_{cc} - R_L I_{c_2} = V_{cc} - R_L \frac{I_k}{2} - R_L I_k \sum a_{2n-1}(x) \cos(2n-1)\omega_0 t$$

$$G_m(x) = \frac{I_k a_n(x)}{x V_T} = \frac{2 g_{meq} a_n(x)}{x} = \frac{4 g_m a_n(x)}{x}$$

(g_{meq}: هدایت انتقالی سیگنال کوچک تک ترانزیستور)

(g_m: هدایت انتقالی سیگنال کوچک زوج تفاضلی)

- محدوده عملکرد زوج تفاضلی:

به ازای x کوچک می توان تقریب زد:

$$I_{c_2}(ac) = I_k\left(\frac{1}{4}x\left(1 - \frac{x^2}{16}\cos\omega_0 t - \frac{x^3}{192}\cos 3\omega_0 t\right)\right)$$

(1)

$$\frac{x^2}{16} \ll 1 \Rightarrow \frac{x^2}{16} < 2.5\% \Rightarrow x < 0.63 \Rightarrow V \leq 16\,mV$$

Scanned by CamScanner

Year. Month. Day.

$$THD = \frac{v_{o3}}{v_{o1}} = \frac{a_3(x)}{a_1(x)} < 2\%$$

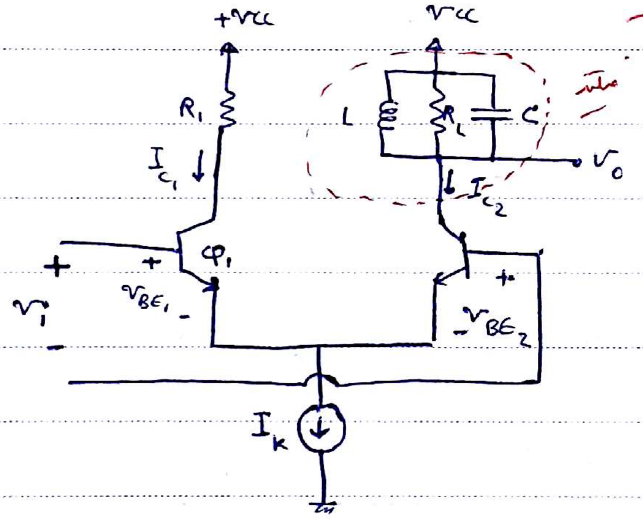
$\Rightarrow x < 1 \Rightarrow v \lesssim 26\ mv$ (2)

خطی‌تر کردن زوج تفاضلی (تقریباً 7 برابر)

$\xRightarrow{1,2} v \lesssim 16\ mv$

جلسه‌ی یازدهم شنبه ۹۴/۲/۱۶

زوج تفاضلی در تقویت کننده باند باریک :



تانک را به‌گونه‌ای طراحی می‌کنیم، برابر ω_0 شود

$\uparrow Q = \frac{\omega_0}{B.W. \downarrow}$

1 باند باریک باعث افزایش Q و کاهش اعوجاج می‌شود

2 باید RLC را در فرکانس تشدید برابر ω_0 قرار دهیم تا به برابر با فرکانس ω_0 شود.

$v_i = v \cos\omega_0 t$

$\Rightarrow v_o(t) = V_{cc} - R_L\, G_m(x) \underbrace{\cos\omega_0 t}_{v_i}$

زوج تفاضلی به‌عنوان ضرب‌کننده فرکانس ← $n\omega_0$

فرکانس تشدید RLC برابر با $n\omega_0$ باشد آنگاه ضرب خواهیم داشت :

Subject:
Year. Month. Day.

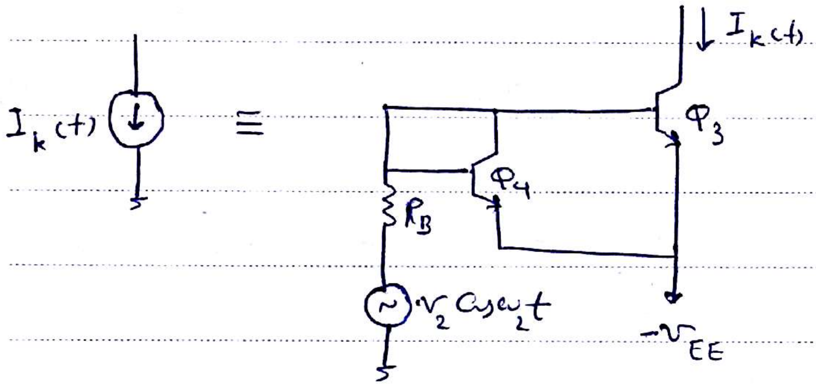
$$v_o(t) = v_{CC} - R_L G_{mn}(x)\, V \cos n\omega_0 t = v_{CC} - R_L \frac{4 g_m a_n(x)}{x} V \cos n\omega_0 t$$

با یک ترانزیستور

n عدد فرد می باشد

- زوج تفاضلی بعنوان مخلوط کننده

$$\omega_{IF} = (\omega_2 - \omega_1)$$



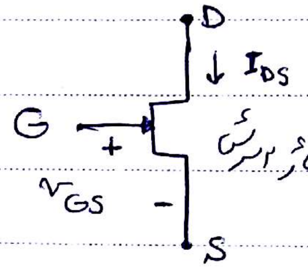
$, v_i = v_1 \cos\omega_1 t$

$$I_{C_2} = \frac{I_{K(t)}}{2}\left(1 - \tanh\left(\frac{x}{2}\cos\omega_1 t\right)\right) \rightarrow I_{C_2}(ac) = I_{K_{ac}} \sum a_{2n-1}(x) \cos(2n-1)\omega_1 t$$

$$I_k = I_{k_1} + I_{k_2}\cos\omega_2 t \Rightarrow I_{C_2}(ac) = I_{k_2}\cos\omega_2 t \sum a_{2n-1}(x)\cos(2n-1)\omega_1 t$$

$$\Rightarrow |I_{C_2}|_{@(\omega_2-\omega_1)} = \frac{I_{k_2}\, a_1(x)}{2}$$

باید فرکانس تشدید مدار خروجی برابر $\omega_2 - \omega_1$ تنظیم شود.



بررسی عملکرد غیرخطی FET :

رابطه غیرخطی بین جریان درین و ولتاژ گیت سورس

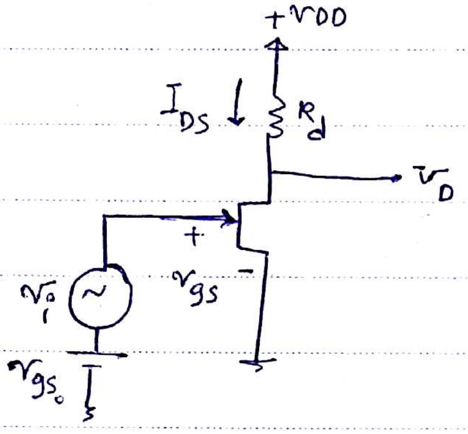
$$I_{DS} = I_{DSS}\left(1 - \frac{v_{GS}}{v_P}\right)^2$$

$I_{DS} < I_{DSS}$ $\quad -v_p < v_{GS} < 0 \;,\; v_{GS} - v_p \leq v_{DS}$

Scanned by CamScanner

Year. Month. Day.

- FET بعنوان تقویت کننده باند وسیع :



$$v_{gs} = v_{gs_0} + v_i$$

$$= v_{gs_0} + v_1 \cos\omega_0 t$$

$$I_{DS} = I_{DSS}\left(1 - \frac{v_{gs_0} + v_1 \cos\omega_0 t}{v_p}\right)^2$$

$$= \frac{I_{DSS}}{v_p^2}\left(v_p - v_{gs_0} - v_1 \cos\omega_0 t\right)^2$$

$$\text{if } v_x = v_p - v_{gs_0} \Rightarrow I_{DS} = \frac{I_{DSS}}{v_p^2}\left(v_x - v_1 \cos\omega_0 t\right)^2$$

$$= I_0 + I_1 \cos\omega_0 t + I_2 \cos 2\omega_0 t$$

$$I_1 = \frac{-2 I_{DSS}}{v_p^2} v_x v_1 \quad , \quad I_2 = \frac{I_{DSS}}{v_p^2} \frac{v_1^2}{2}$$

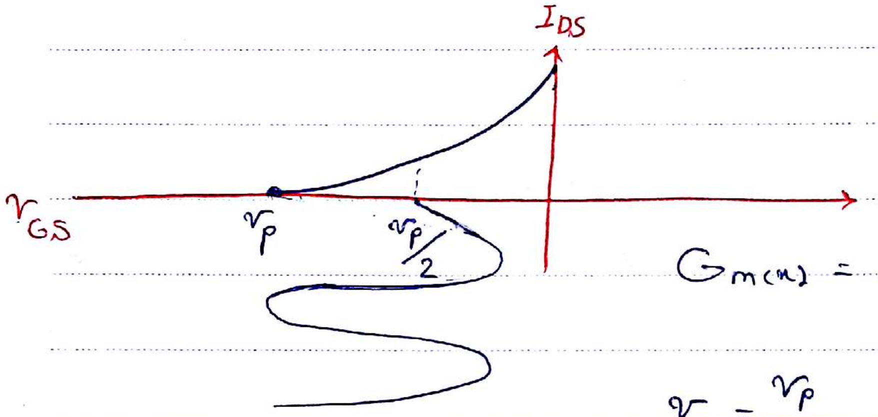
فرکانس‌های ایجاد شده 0 ، ω_0 و $2\omega_0$ می‌باشد. عملکرد این نسبت به BJT خیلی خطی‌تر می‌باشد

- برای $v_D = v_o(t)$:

$$G_{m(x)} = \frac{I_1}{v_1} = -2\frac{I_{DSS}\, v_x}{v_p^2} \Rightarrow$$

$$v_o(t)\Big|_{@\omega_0} = v_D - R_D\, G_{m(x)}\, v_1 \cos\omega_0 t$$

- محدوده عملکرد سیگنال کوچک FET :



$$G_{m(x)} = \frac{I_1}{v_1} = -2\frac{I_{DSS}\, v_x}{v_p^2}$$

$v_x = \frac{v_p}{2}$ ⟵ FET در ناحیه فعال و عملکرد خطی کار خواهد کرد.

بررسی عملکرد غیرخطی :

$$THD = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty}\left(\frac{v_{ok}}{v_{o1}}\right)^2} = \frac{I_2}{I_1} = \left|\frac{-v_1}{4v_x}\right|$$

معمولا برای FET میزان اعوجاج کمتر از ۱٪ در نظر گرفته شود :

$$THD = \frac{I_2}{I_1} < 1\% \Rightarrow \frac{v_1}{2v_p} < 0.01 \Rightarrow v_1 < 0.02 v_p \,,\ |v_p| = 4^v$$

$$v_1 < 0.08^v \Leftarrow$$

- فصل ۴

نوسان سازی :

کاربردها : مدولاسیون، آشکارسازی، شیفت فرکانسی، مخلوط کننده‌ها و ....
گیرنده، مخلوط کننده‌ها

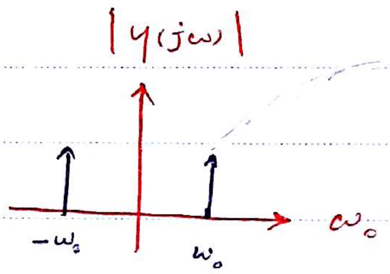
خروجی نوسان ساز : $g(t) = A\cos\omega_0 t$

دامنه آنکه هم در زمان نشود و تغییر نکند و فرکانس نوسان ساز ثابت باشد.

Year. Month. Day.

۱. دامنه نوسان ساز : مشخص (ثابت)

۲. فرکانس نوسان (ثابت)



۳. خلوص طیف فرکانسی

طبقه بندی نوسان سازها از نقطه نوع سیگنال ورودی (تحریک) :

۱- با ورودی سیگنال ازادی (وابسته یا تحریک) گویند

۲- با ورودی تهی (نوسان ساز آزاد) همانا باید ناپایدار باشد — فیدبک + ناپایدار فیدبک - پایدار است

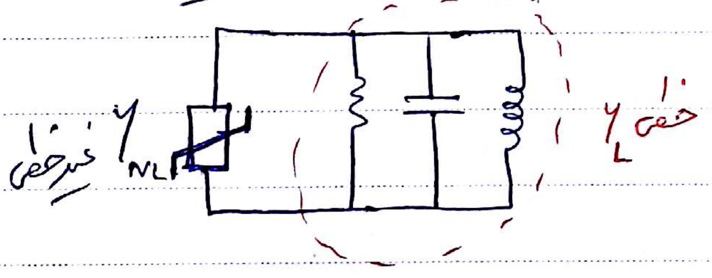
خروجی خوب ولی طراحی سخت است

طبقه بندی از نقطه توپولوژی و مفاهیم کاره :

۱- مقاومت منفی ۲- فیدبکی

- نوسان ساز با مقاومت منفی :

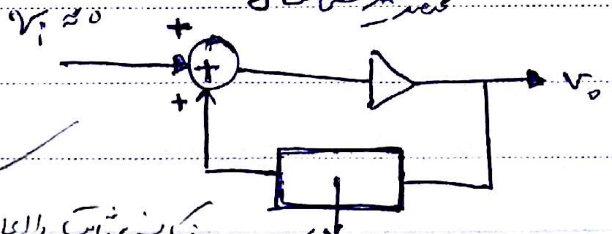
شامل یک مدار تشدید خطی + عنصر غیرخطی تولیدکننده مقاومت منفی (دیود یا ترانزیستور)



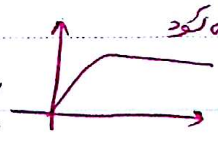
شرط نوسان : $Y_L + Y_{NL} = 0$

$Re\{Y_{NL}\} < 0$

نوسان ساز فیدبکی :



غیرخطی در نهایت Fix میکند



زاویه ثابت را ایجاد میکند (فرکانس به فقط) ← تشدید کننده یا رزوناتور — شبکه ترانسفورماتور — مدارات تقسیم فازی و تقسیم سلفی و ... باشد

رزوناتور می‌تواند: RLC سری / موازی

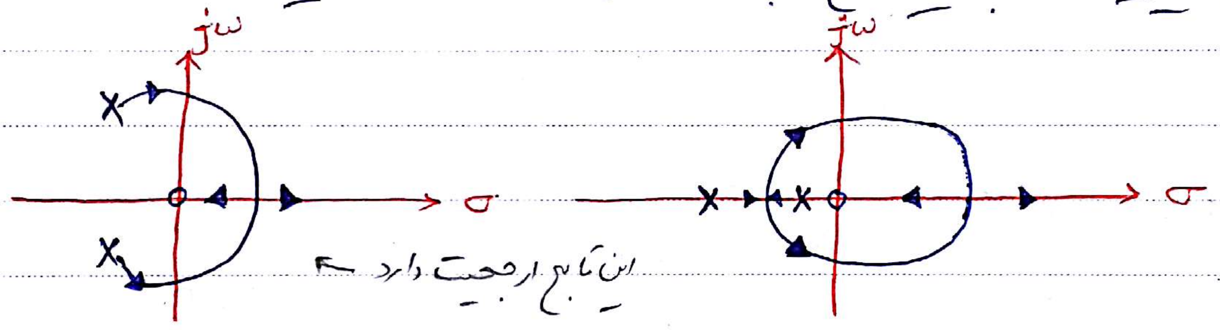
H : تابع تبدیل رزوناتور و قطب‌های کل سیستم را مشخص می‌کند. فیدبک مثبت در نمودار مشخص شده است.

$$\frac{v_o(p)}{v_i(p)} = \frac{A}{1-AH(p)} \quad , \quad AH(p)=A_L(p)$$

در فرکانس تشدید باید شرط نوسان با نام برخوزن:

$$1 - A_L(p)\Big|_{p=j\omega_0} = 0$$

پس باید سیستم حلقه بسته یک زوج قطب روی محور موهومی مکان هندسی ریشه‌ها داشته باشد.



$$A_L(p) = \frac{A\omega_0 p}{p^2+2\alpha p+\omega_0^2} \quad ✓ \qquad\qquad A_L(p) = \frac{\alpha A p}{(p+\omega_1)(p+\omega_2)} \quad ✗$$

چون نیاز به بهره کمترین A می‌باشد و ضریب بهره‌ی ما در سازی راحت این تابع تبدیل با استفاده از المان‌های الکتریکی. (A_{min})

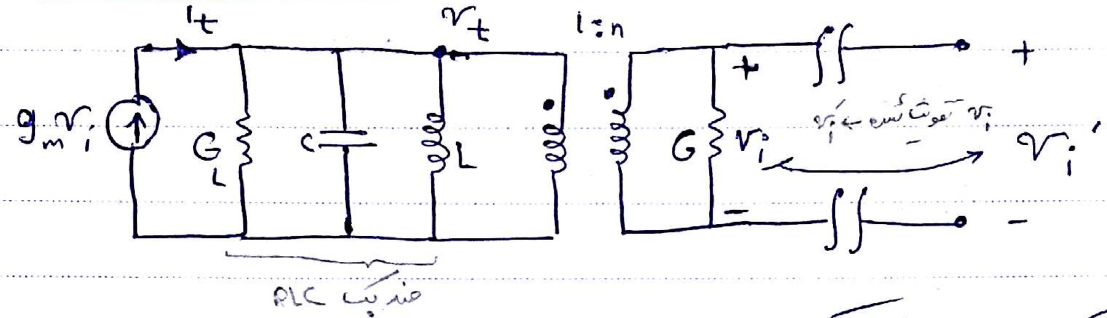
شرط برخوزن:

$$1 - A_L(p)\Big|_{p=j\omega_0} = 0 \Rightarrow \left| A_L(j\omega_0) \right| = 1$$

$$= \left| \frac{A_{min}\,\omega_0 (j\omega_0)}{(j\omega_0)^2 + 2\alpha(j\omega_0) + \omega_0^2} \right| = \frac{A_{min}\,\omega_0}{2\alpha} = 1$$

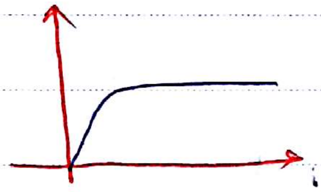
Subject.
Year. Month. Day.

$$A_{min} = \frac{2\alpha}{\omega_0} = \frac{1}{Q_T}$$



ولتاژ ورودی بعد از یک دور عبور از حلقه

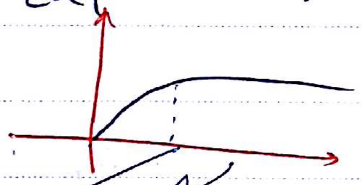
$$RLC \text{ امپدانس} = \frac{\alpha_0 p}{p^2 + 2\alpha_1 p + \omega_0^2}$$



$$A_L(p) = \frac{v_i'}{v_i} = \frac{v_i'}{v_t} \cdot \frac{v_t}{i_t} \cdot \frac{i_t}{v_i} = n \cdot \frac{\alpha_0 p}{p^2 + 2\alpha_1 p + \omega_0^2} \cdot g_m$$

$$|A_L(j\omega_0)| = 1 \Rightarrow \left| n \frac{\alpha_0}{2\alpha_1} \cdot g_m \right| = 1 \Rightarrow$$

$$(g_m)_{min} = \frac{2\alpha_1}{n \alpha_0}$$



فیدبک + ناپایدار می‌کند

- در شروع کار باید دامنه $A_L(p)$ بزرگتر از یک باشد تا اعمال ورودی به ناحیه ناپایدار منتقل شود.

$$A_L(p) = g_m \cdot A = M > 1$$

با افزایش دامنه سیگنال ورودی تقویت کننده وارد حوزه سیگنال بزرگ می‌شود و
با افزایش x هدایت انتقالی سیگنال بزرگ کاهش می‌یابد

Scanned by CamScanner

فیدبک + باعث می‌شه دامنه تقویت و افزایش یابد و در ناحیه غیرخطی قطع می‌افتد و در غیرخطی نهایتاً دامنه Fix می‌شه

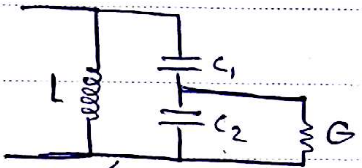
.Year. Month. Day.

۱- ورودی بسیار کوچک و تصادفی ← سیگنال نویز می‌تواند این ورودی را اعمال کند که در عمل قابل تولید از طرف ما نیست

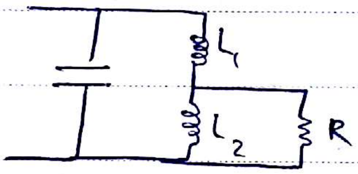
۲- فیدبک مثبت برای ناپایداری

طبقه‌بندی نوسان‌سازها از نظر نوع مدار تشدید به ۳ دسته:

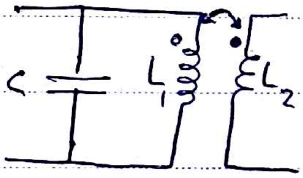
۱- مدارات تشدید تشکیل شده از عناصر فشرده: مدارات RLC و همچنین شبه ترانسفورماتورها

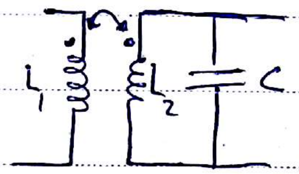


مقسم خازنی کلپیتس



مقسم سلفی هارتلی





تشدیدکننده دارای ضریب کیفیت پایینه

از مدارات ۷ در فرکانس‌های بالا معمولاً نمی‌توان استفاده کرد. (بدلیل وجود خاصیت ترانزیستورها)

۲- مدارات تشدید با عنصر گسترده:

در فرکانس‌های بالا، خط انتقال با طول مشخص به عنوان رزوناتور استفاده می‌شود.

۳- مدارات تشدید از نوع عنصر غایی:

کیفیت این نوسان‌ساز خیلی بالاتر می‌باشد.

Year.　　Month.　　Day.

(Dielectric Resonator oscilator) با DRO نوسان سازهای کریستالی را بیان کنیم.

۴- مدار شده‌ای که فرکانس آن با ولتاژ کنترل می‌شود:

مدار RLC موازی که ظرفیت خازن با ولتاژ کنترل می‌شود.

VCO (volltage controlled oscillator)

$$\omega_0(v) = \frac{1}{\sqrt{LC(v)}}$$

۵- مدار شده‌ای که فرکانس آن با جریان کنترل می‌شود

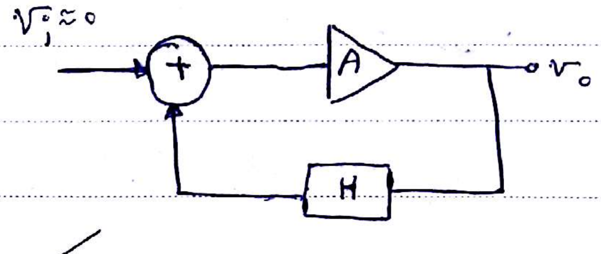
از یک سلف متغیر با جریان استفاده می‌شود.

CCO (current controlled oscillator)

$$w_0(i) = \frac{1}{\sqrt{L(i)C}}$$

جلسه دوازدهم چهارشنبه ۹۶/۲/۲۷

تحلیل عملکرد نوسان سازهای آزاد با توپولوژی فیدبک:

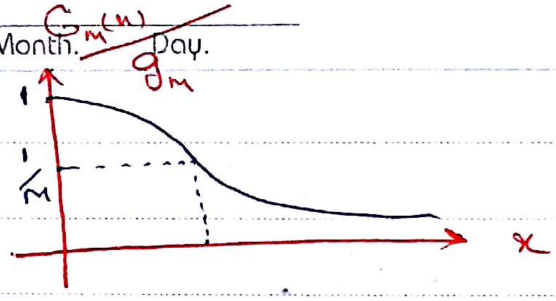


نوسان ساز آزاد ورودی صفر

A: گین عنصر فعال و تقویت خطی است که صفر و قطب ندارد در نظر می‌گیریم.

خازن و سلف ← صفر و قطب ایجاد می‌کنند

Subject
Year. Month. Day.



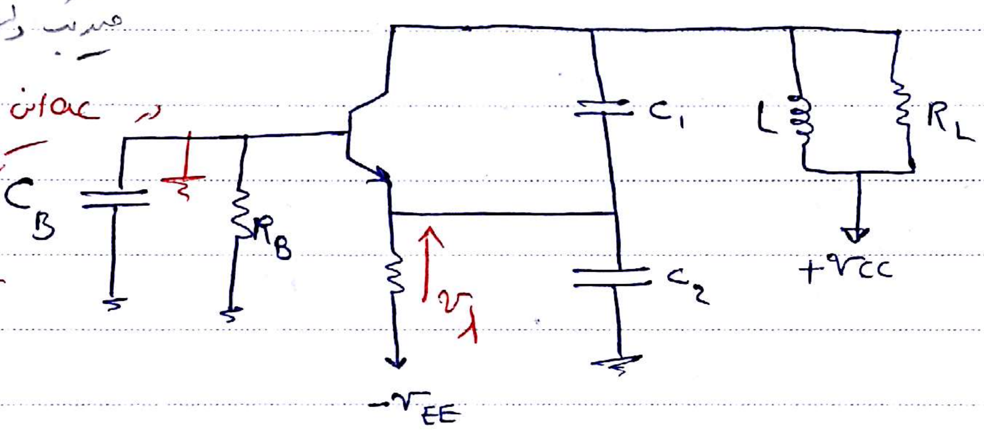
تحلیل نوسان‌سازها با رزوناتور از نوع مدار فشرده :

۱- مدار کلپیتس :

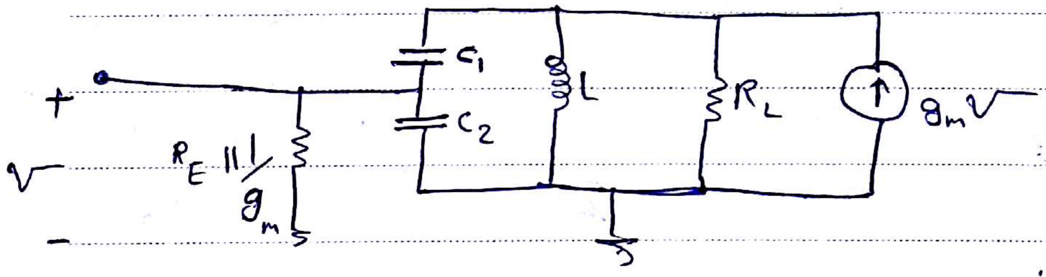
فیدبک داده شود

در ac این را زمین کردیم

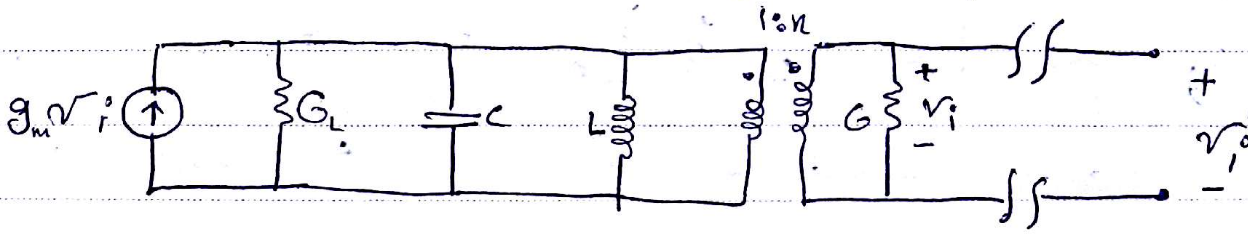
تقویت می‌کند



مدار معادل ترانزیستور در حالت بیس مشترک را در شکل قرار می‌دهیم و با یک منبع جایگزین می‌نماییم.



مدار معادل تقسیم خازنی در مدار بالا :



Year. Month. Day.

$$n=\frac{C_1}{C_1+C_2}\ ,\quad C=\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}\ ,\quad \varphi'_T=\frac{\omega_0 C}{n^2 G}\ ,\quad \varphi_E=\frac{\omega_0(C_1+C_2)}{G}$$

$$G=G_E+g_m\ ,\quad \varphi_E>10\ ,\quad n\varphi'_T\ ,\quad \varphi_E>100$$

$$\omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC}}\ ,\quad |A_L(p)|_{p=j\omega_0}=\left|\frac{v_i'(p)}{v_i(p)}\right|=$$

$$\left|\frac{v_i'}{v_t}\cdot\frac{v_t}{i_t}\cdot\frac{i_t}{v_i}\right|=n\cdot\frac{1}{G_L+n^2(G_E+g_m)}\cdot g_m=1$$

$$\Rightarrow\quad g_m=\frac{G_L+n^2G_E}{n(1-n)}\ \Bigg|_{n\ll1}=\frac{G_L}{n}$$

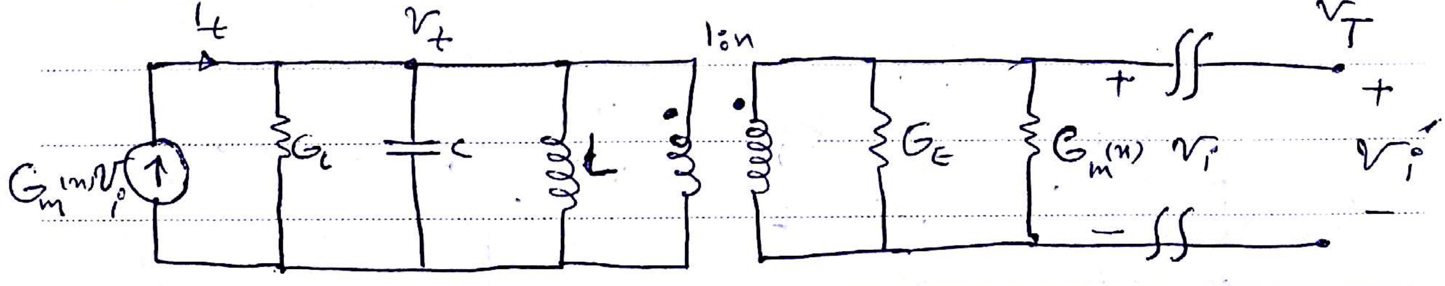
از شروط عملی بود $n<1$

تحلیل سیگنال بزرگ الیپتیس :

$$i_C=i_E\left(1+2\sum\frac{I_n(x)}{I_0(x)}\cos n\omega t\right)=I_0+I_1\cos\omega t+I_2\cos 2\omega t+\dots$$

$$G_m\leftarrow g_m$$

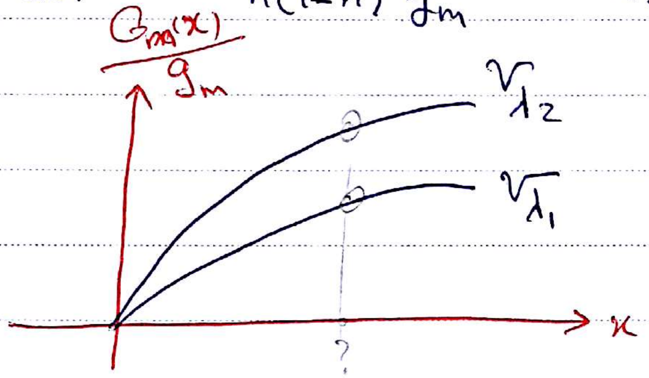
$$V_\lambda=V_{EE}-V_{BEQ}\Rightarrow\frac{G_m(x)}{g_m}=\frac{2I_1(x)}{x\,I_0(x)}\left[1+\frac{\ln(I_0(x))}{\frac{V_\lambda}{V_T}}\right]$$



$x=\frac{v_i}{V_T}$, $v_t=\frac{v_i}{n}=\frac{xV_T}{n}$

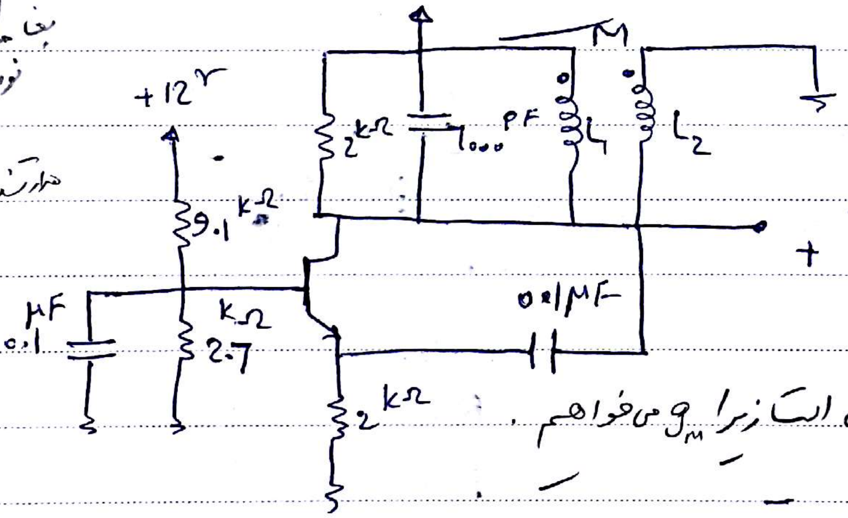
$\omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC}}$, $|A_L(p)|_{p=j\omega_0}=\left|\frac{v_i'}{v_i}\right|=1 \Rightarrow n\cdot\frac{1}{G_L+n^2(G_E+G_m(x))}\cdot G_m(x)=1$

$$\Rightarrow \frac{G_m(x)}{g_m}=\frac{G_L+n^2G_E}{n(1-n)g_m}=\frac{2I_1(x)}{xI_0(x)}\left(1+\frac{\ln(I_0(x))}{V_\lambda/V_T}\right)$$



مثال: در مدار زیر $v_o(t)$ را بدست آورید.

بنا بر اینکه ورودی نداریم که نوسان‌ساز باشد فقط مدار تشدید در اولیه جز خازن در اولیه

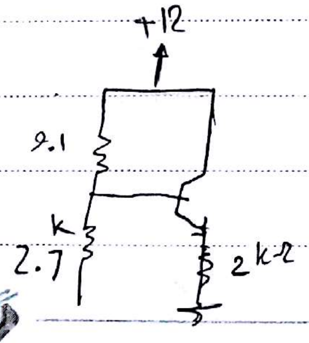


یک ترانس غیر ایده‌آل داریم و مدار تشدید در اولیه به عنوان مدار تقویت کننده فرکانس.

$+$ $v_o(t)$

اولین کاری که می‌کنیم تحلیل dc است زیرا g_m می‌خواهیم.

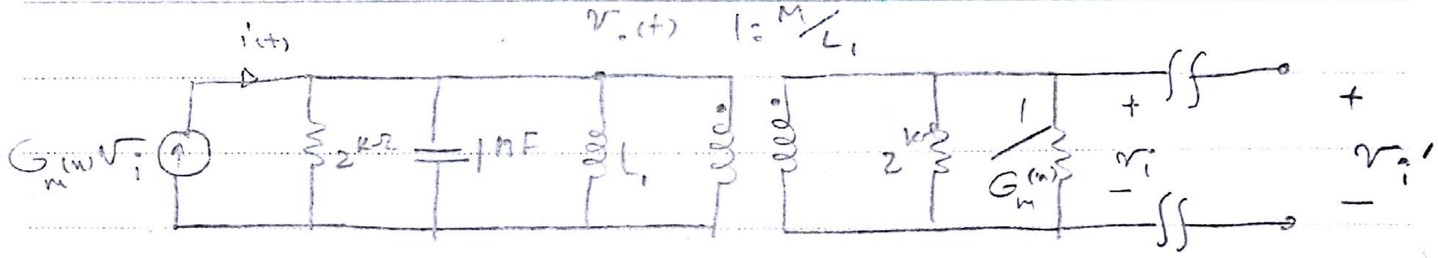
$L_1=10\,\mu H$, $L_2=\frac{1}{160}\,\mu H$, $M=0.25\,\mu H$



$\Rightarrow$ $I_{CQ}=1\,mA$, $g_m=\frac{I_{CQ}}{V_T}=38\,ms$

$V_\lambda=R_E I_{CQ}=2^V$

Scanned by CamScanner



$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 10^7 \ \text{rad}/s \quad , \quad n = \frac{M}{L_1} = 0.025 \ll 1$$

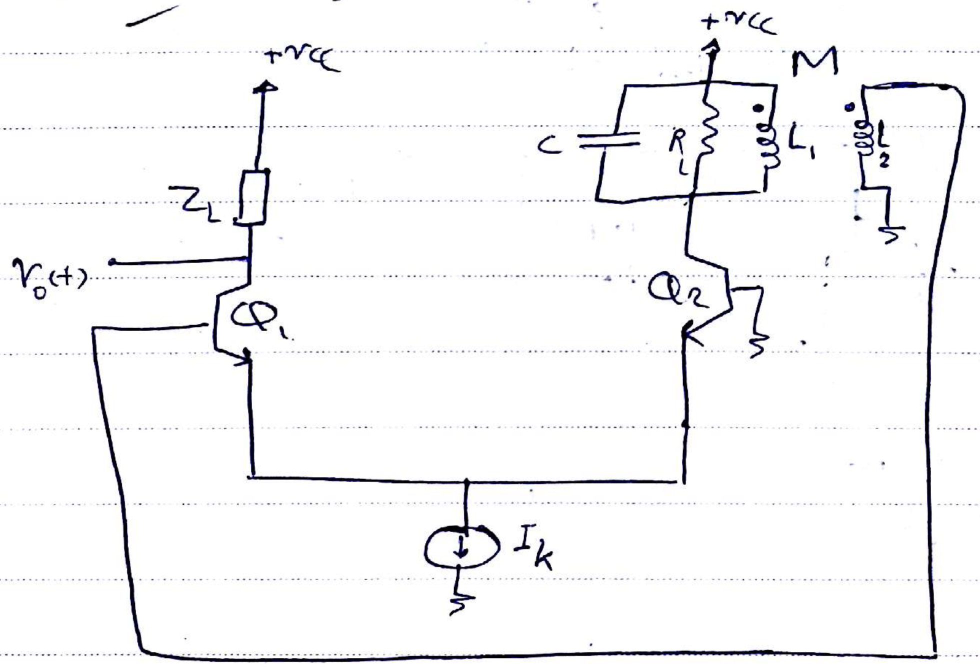
$$|A_L(j\omega)| = 1 \Longrightarrow \frac{G_{m(x)}}{g_m} = \frac{G_L + n^2 G_E}{n(1-n)\, g_m} \Longrightarrow \frac{G_{m(x)}}{g_m} = 0.53$$

$$x = 3.5 \Longrightarrow v_o(t) = 12 - \underbrace{\frac{x v_T}{n}}_{v_t} \cos(10^7 t) = 12 - 36 \cos(10^7 t)$$

ازین بخودار x ها سینوسی نگردد ↗

مدار شده برابر RLC است.
اگر RLC باند باریک اگر R با ... باشد ...

تحلیل نوسان‌ساز با زوج تفاضلی :



تنها تفاوت در مقاومت x است.

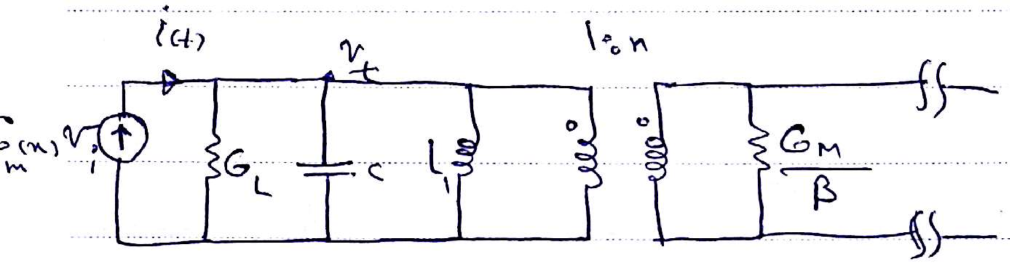
$$R_i = 2h_{ie} = \frac{2\beta}{\frac{I_c}{v_T}} = \frac{2\beta}{g_{mQ}} = \frac{\beta}{g_m}$$

$g_m \rightarrow$ زوج تفاضلی

Scanned by CamScanner

مدل سیگنال بزرگ

$$R_{i(x)} = \frac{\beta}{g_{m(x)}}$$



$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad |A_L(p)|_{p=j\omega_0} = 1 \Rightarrow n \cdot \frac{1}{G_L + n^2 \frac{G_{m(x)}}{\beta}} \cdot G_{m(x)} = 1 \Rightarrow$$

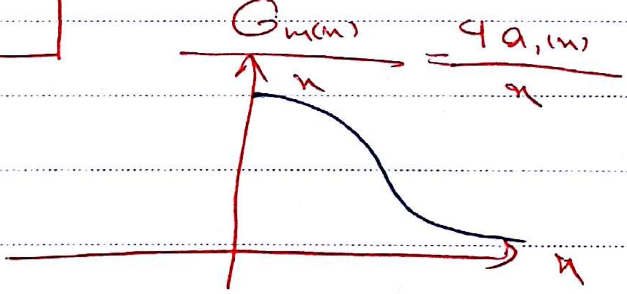
فرکانس — تابع تبدیل اش

$$n = \frac{M}{L_1}$$

$$\frac{G_{m(x)}}{g_m} = \frac{G_L}{n g_m \left(1 - \frac{n}{\beta}\right)} = \frac{L_T a_1(x)}{x}$$

$$\boxed{\frac{G_{m(x)}}{g_m} = \frac{G_L}{n g_m} = \frac{4 a_1(x)}{x}} \Leftarrow n \ll 1$$

$$\boxed{v_t = \frac{x V_T}{n}}$$



پارامترهایی که باید مشخص کردیم:
- ω_0 فرکانس
- v_t اندازه دامنه

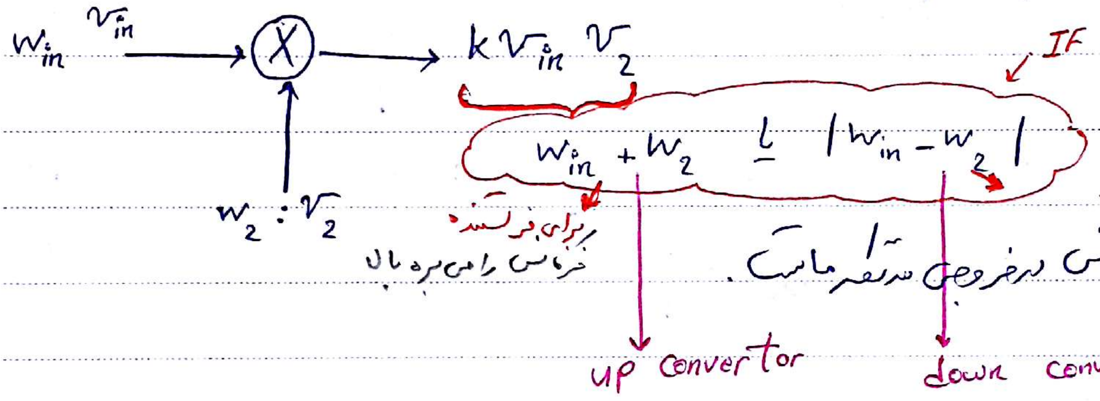
ما بقیه فصل نوسان سازها را خودمان می‌خوانیم!

Scanned by CamScanner

فصل پنجم:

مخلوط کننده‌ها:

یک قطعه سه دهانه است که برای شیفت فرکانسی سیگنال استفاده می‌شود. از لحاظ ریاضی یک ضرب کننده‌ی فرکانسی می‌باشد ولی از نظر فیزیکی یک شیفت دهنده‌ی فرکانسی در نظر گرفته می‌شود:



درنهایت این ۲ فرکانس در خروجی مدنظر ماست.

مشخصات مخلوط کننده:

۱- بهره تبدیل: عبارت است از نسبت توان خروجی مخلوط کننده در فرکانس IF به توان ورودی در فرکانس RF:

$$G_c = \frac{P_{out}(w_{IF})}{P_{in}(w_{RF})}$$

2- فاکتور نویز: کل توان نویز قابل دسترس در خروجی در فرکانس IF به کل توان نویز قابل دسترس در خروجی فقط ناشی از منبع در فرکانس RF:

$$F = \frac{(S/N)_{in} @ w_{RF}}{(S/N)_{out} @ w_{IF}} = \frac{N_{out}(w_{IF})}{G_c \cdot N_{in}(w_{RF})}$$

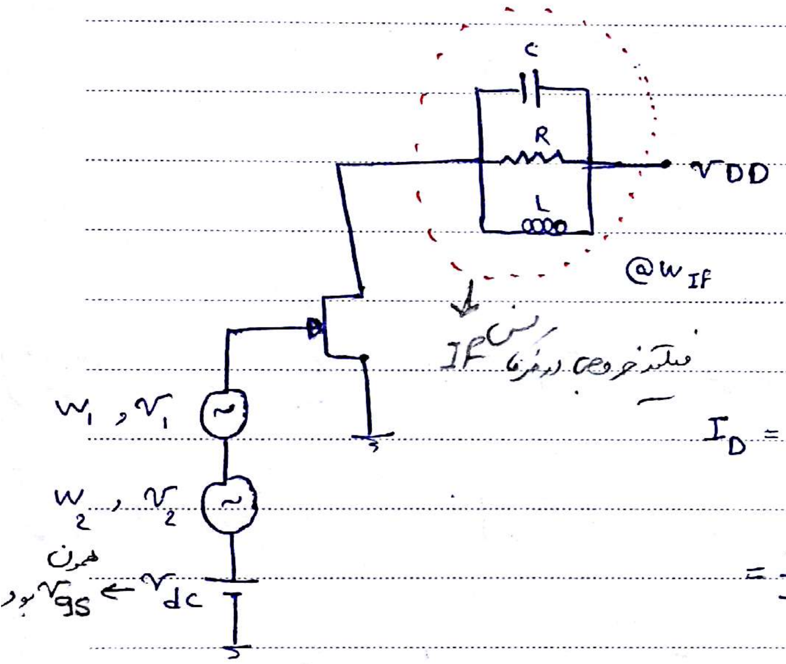
3- میزان ایزولاسیون بین دهانه‌ها: معرف میزان نشتی سیگنال از یک دهانه به دهانه‌ی دیگر است.
۳ دهانه به ترتیب سیگنال اصلی - ترتیب سیگنال پایه - و در خروجی سیگنال خروجی

- بررسی ادوات مورد استفاده جهت تحقق یک مخلوط کننده:

۱- استفاده از دیودها (دیود شاتکی و ورکتور)

2- استفاده از عناصر فعال (FET و BJT)

تحلیل FET در مخلوط کننده:



$$v_{dc} = v_p$$

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{v_1 + v_2 + v_{dc}}{v_p}\right)^2$$

$$= \frac{I_{DSS}}{v_p^2}(v_1 + v_2)^2$$

$$= \frac{I_{DSS}}{v_p^2}\left(v_1^2 \cos^2 w_1 t + v_2^2 \cos^2 w_2 t + 2 v_1 v_2 \cos w_1 t \cdot \cos w_2 t\right)$$

$$= \frac{I_{DSS}}{v_p^2}\left(v_1^2 \cos^2 w_1 t + v_2^2 \cos^2 w_2 t + v_1 v_2 \cos(w_1 + w_2)t + v_1 v_2 \cos w_{IF} t\right)$$

$w_1 - w_2$ ← یعنی فرایند down convert را انجام میدهیم می‌توان up convert هم با کمک یک فیلتر BPF روی $w_1 + w_2$ تنظیم شود.

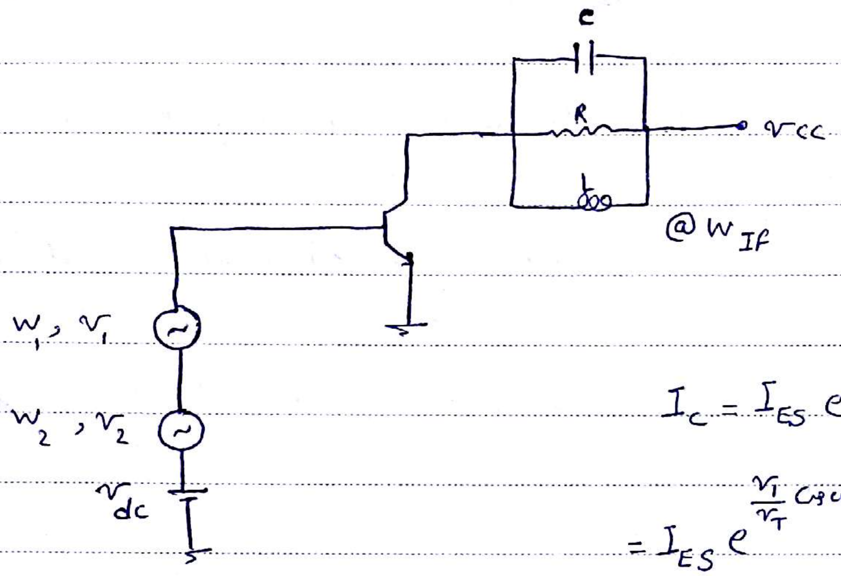
بهره تبدیل یا هدایت انتقالی
$$g_c = \frac{\frac{I_{DSS}\, v_1 v_2}{v_p^2}}{v_1} = \frac{I_{DSS}}{v_p^2}\,(v_2)$$

در ناحیه خطی کار می‌کند چون g_c وابستگی به v_1 ندارد

Scanned by CamScanner

Subject
Date

مخلوط کننده با استفاده از BJT :



$$I_c = I_{ES}\, e^{\frac{v_{BE}}{v_T}} = I_{ES}\, e^{\frac{v_1 + v_2 + v_{dc}}{v_T}}$$

$$= I_{ES}\, e^{\frac{v_1}{v_T}\cos\omega_1 t} \cdot e^{\frac{v_2}{v_T}\cos\omega_2 t} \cdot e^{\frac{v_{dc}}{v_T}} \quad ; \quad x = \frac{v_2}{v_T} \qquad y = \frac{v_1}{v_T}$$

$$\rightarrow I_c = I_{ES}\, e^{y\cos\omega_1 t} \cdot e^{x\cos\omega_2 t} \cdot e^{\frac{v_{dc}}{v_T}}$$

بسط شان را می‌نویسیم

$$= I_{ES}\, e^{\frac{v_{dc}}{v_T}} \left[I_0(y) + 2\sum_{n=1}^{\infty} I_n(y) \cos n\omega_1 t \right] \times \left[I_0(x) + 2\sum_{m=1}^{\infty} I_m(x) \cos m\omega_2 t \right]$$

$$= I_{ES}\, e^{\frac{v_{dc}}{v_T}}\, I_0(x)\, I_0(y) \left[1 + 2\sum \frac{I_n(y)}{I_0(y)} \cos n\omega_1 t \right] \times \left[1 + 2\sum \frac{I_m(x)}{I_0(x)} \cos m\omega_2 t \right]$$

$$= I_{dc} \left[1 + 2\sum \frac{I_n(y)}{I_0(y)} \cos n\omega_1 t \right] \left[1 + 2\sum \frac{I_m(x)}{I_0(x)} \cos m\omega_2 t \right]$$

$$g_c = \frac{|I_c| \,@\, \omega_1 - \omega_2}{|v_1|} = \frac{2\, I_{dc}\, \frac{I_1(x)}{I_0(x)} \cdot \frac{I_1(y)}{I_0(y)}}{v_1}$$

$$g_c = \frac{2\, I_{dc}}{y\, v_T} \cdot \frac{I_1(x)}{I_0(x)} \cdot \frac{I_1(y)}{I_0(y)}$$

در FETها فقط وابسته به v_1 داشتیم ولی اینجا هم به v_1 و هم به v_2 وابسته است به صورت غیرخطی وابسته است و مشکل‌ساز است چرا که اگر وابسته‌ها را حذف کنیم تقریب می‌زنیم ← بسط تیلور

$$\frac{I_1(y)}{I_0(y)} \approx \frac{y}{2}\left(1 - \frac{y^2}{8} + \frac{y^4}{16}\right)$$

با فرض $\boxed{\frac{y^2}{8} \ll 0.02}$ ($v_1 \ll 10.4\,mV$) می‌توان

باید حتماً سیگنال ورودی ما کم باشد

$$\frac{I_1(y)}{I_0(y)} \approx \frac{y}{2}$$

PAPCO

Scanned by CamScanner

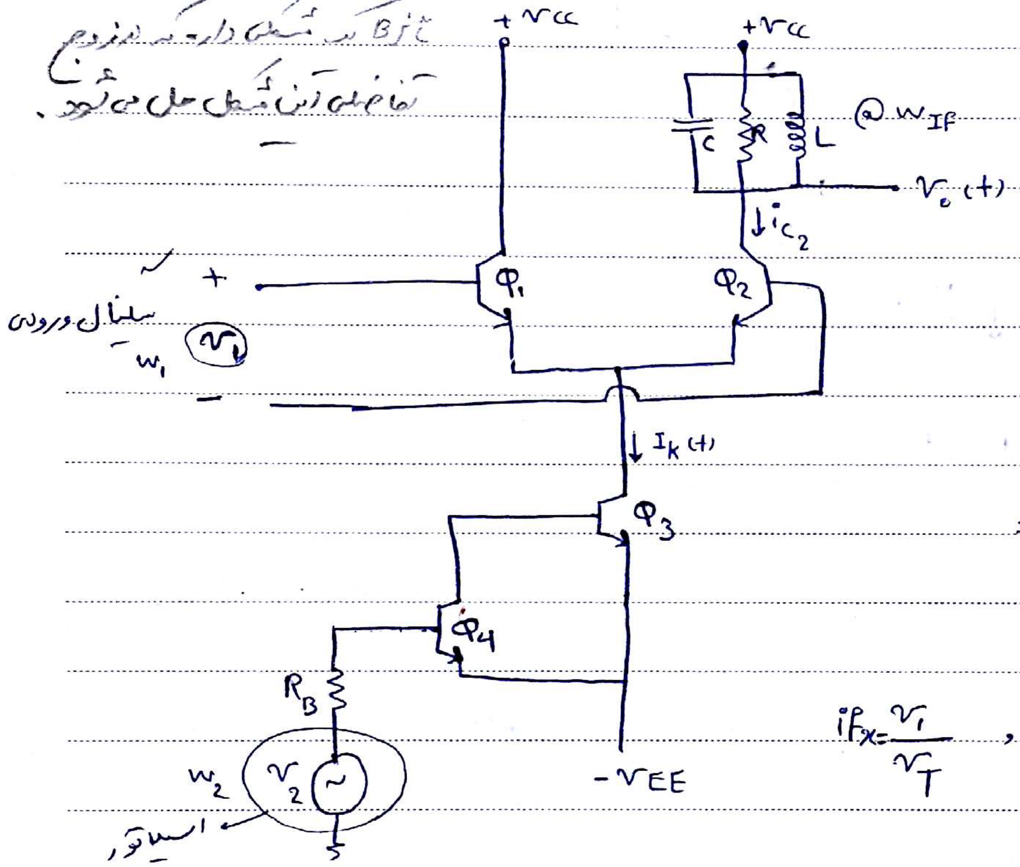
Subject
Date

if $y < 0.4$ ⇒ $$g_c = \frac{I_{dc}}{V_T} \cdot \frac{I_1(x)}{I_0(x)}$$ رسیدیم به بهره تبدیلی که وابسته به ورودی y نباشد.

دیود هم مثل ترانزیستور BJT است پس تحلیل دیود مثل تحلیل ترانزیستور BJT است و نمی‌نویسیم.

تحلیل زوج تفاضلی در مخلوط کننده:

BJT یک مشکل دارد که با زوج تفاضلی این مشکل حل می‌شود.



$$I_k(t) = I_{k_0} + I_{k_1}\cos\omega_2 t$$
(I_{k_0}: dc ؛ $I_{k_1}\cos\omega_2 t$: ac با شامل فرکانس اسیلاتور)

$$= \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_B} + \frac{V_2}{R_B}\cos\omega_2 t$$

if $x = \frac{V_1}{V_T}$, $$i_{c_2} = \frac{I_k}{2}\left[1 - \tanh\frac{x\cos\omega_1 t}{2}\right]$$

$$= \frac{I_k(t)}{2}\left(1 - \tanh\frac{x}{2}\cos\omega_1 t\right)$$

$$= \frac{I_{k_0} + I_{k_1}\cos\omega_2 t}{2}\left(1 - \tanh\frac{x}{2}\cos\omega_1 t\right)$$

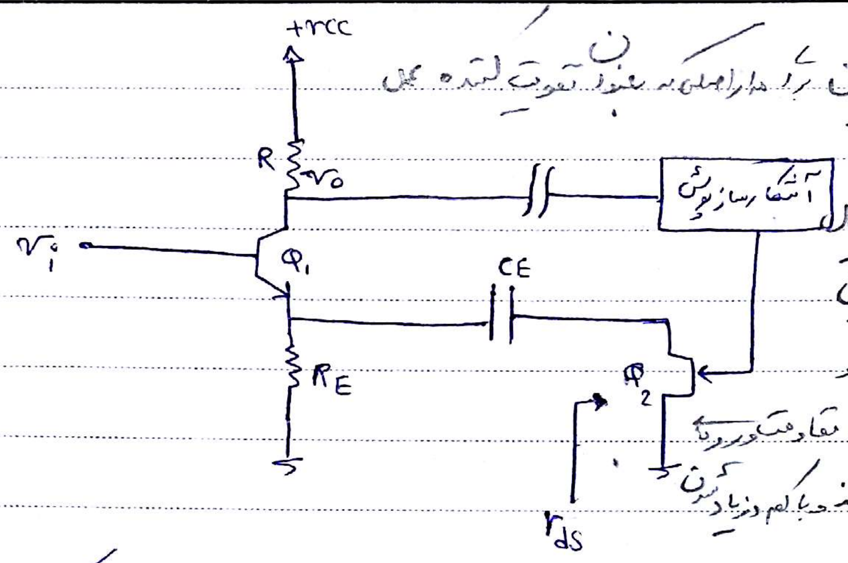
$$g_c = \frac{|I_{c_2}| @ \omega_{IF}}{|V_1|} = \frac{I_{k_1} a_1(x)}{2x V_T} = f_{NL}(x)$$ تابع غیرخطی از x

زوج تفاضلی هم مثل ترانزیستور BJT غیرخطی است.

(Automatic gain control)
برای رفع مشکل ارتباط غیرخطی ورودی با مخلوط کننده از AGC استفاده می‌کنیم.

با استفاده از یک مدار فیدبکی دامنه سیگنال ورودی را در حدود یک مقدار قابل قبول تثبیت می‌کنیم.

Scanned by CamScanner



دامنه را می‌توانیم خودمان تنظیم کنیم یعنی Q_1 را اصلی به عنوان تقویت کننده عمل می‌کند یک Q_2 داریم که کنترل گین نیست سیگنال اصلی مان داره مثلاً ۵ برابر سیگنال اصلی ما تولید کرده آشکارساز پوشش این دامنه را در جا ره با یک مقدار ولتاژ که با کم و زیاد کردن گیت FET باعث میشه مقاومت درین و سورس r_{ds} کم یا زیاد بشه چون با پوشش تغییر می‌کند و با کم و زیاد کردن r_{ds} باعث تغییر گین می‌شود.

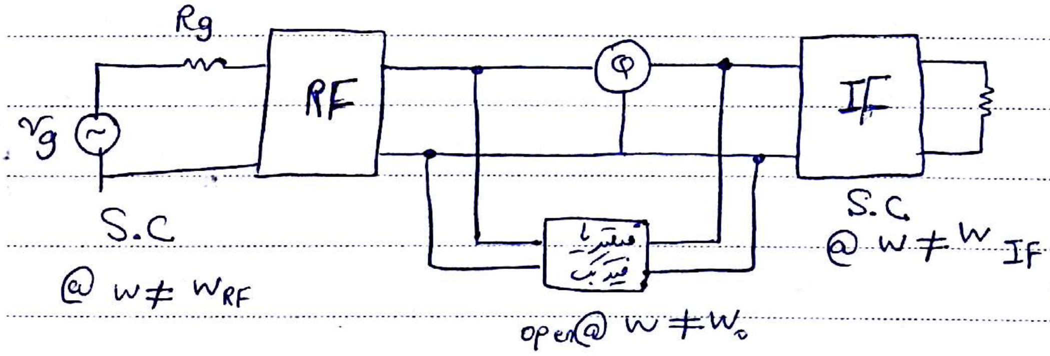
سیگنال ورودی کم باشد $\rightarrow r_{ds}\downarrow \parallel R_E \rightarrow A_v\uparrow$

وجود R_E باعث کاهش یا افزایش گین است

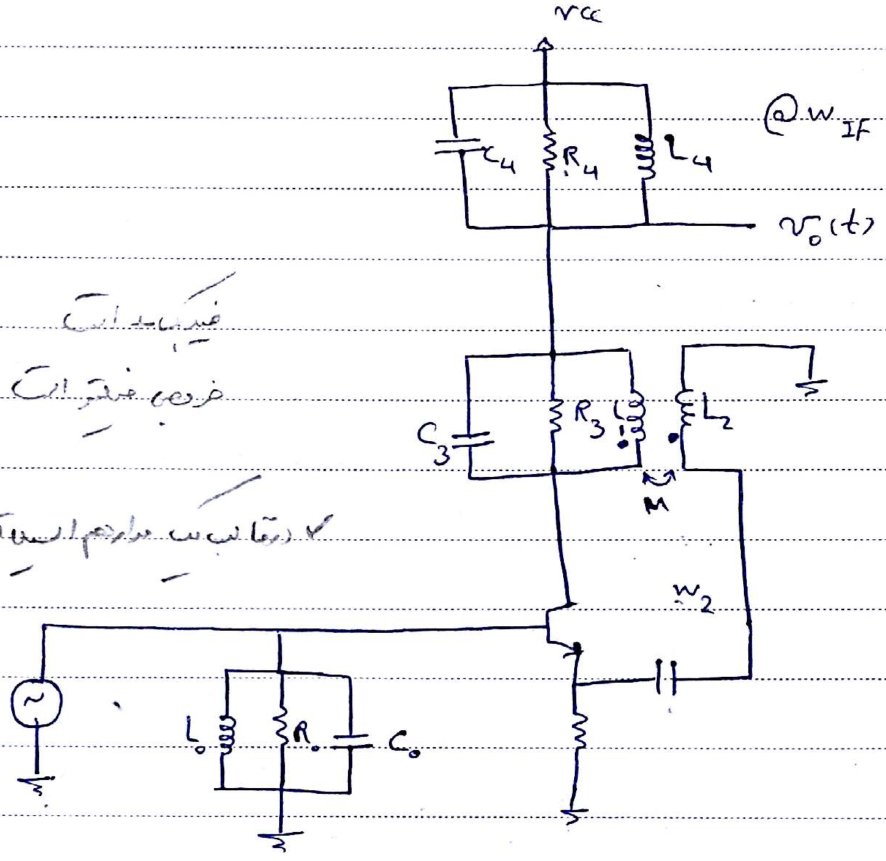
سیگنال ورودی زیاد باشد $\rightarrow r_{ds}\uparrow \parallel R_E \rightarrow A_v\downarrow$

معرفی بلوک مدل گیرنده :

هم شامل مخلوط کننده و هم شامل اسیلاتور است :



Scanned by CamScanner



فیدبک مثبت است

فرض مثبت است

۲ مقابل یک علاوه بر اسیلاتور هم مخلوط کننده دارد

فصل ششم:

مدولاتورهای دامنه:

دلایل انتقال سیگنال به فرکانس های بالاتر:

۱ـ دسترسی به پهنای باند بیشتر

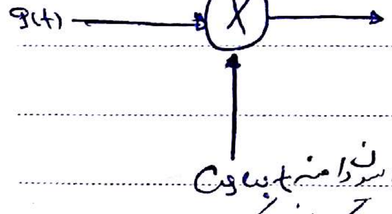
۲ـ ابعاد سیستم مخابراتی (آنتن)

۳ـ چون طیف نویز در فرکانس های پایین متمرکزتر است اثر نویز در فرکانس های بالا کمتر خواهد شد

۴ـ امنیت سیستم مخابراتی افزایش می یابد

۵ـ قدرت تفکیک پذیری سیگنال بالا می رود

فرکانس باند پایه



دامنه ی سیگنال کریر

به همین دلیل می گویند مدولاسیون دامنه با $\cos w_c t$

فرکانس مرکزی

Scanned by CamScanner

Subject
Date

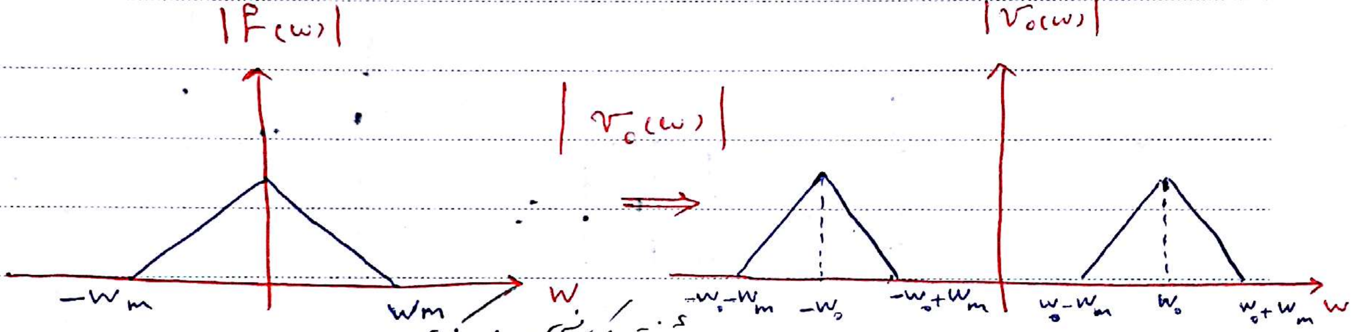
انواع مدولاسیون دامنه:

g(t) سیگنال اصلی ما است

مدولاسیون دامنه نرمال: اگر g(t) مقدار متوسط صفر نباشد، نرمال گوییم

$g(t) = A[1 + mf(t)]$ f(t) و با این مقدار نرمال می‌شه

m اندیس مدولاسیون: $m = \frac{v_{max} - v_{min}}{v_{max} + v_{min}} < 1$



شیفت فرکانسی پیدا می‌کند

عیبهای این روش:

۱- پهنای باند ۲ برابر

۲- بخش قابل توجهی از توان صرف انتقال سیگنال حامل شده است.

$$v(t) = A[1 + mf(t)]\cos\omega_c t \Rightarrow p = \underbrace{\frac{A^2}{2}}_{carrier} + \frac{A^2 m^2}{2}\overline{f^2(t)}$$

یک بخش از توان صرف انتقال سیگنال حامل شده است.

۳- فرستنده بسیار پیچیده می‌باشد ولی گیرنده آن ساختاری ساده دارد.

مثال: یک فرستنده AM دارای حامل غیر مدوله با توان 50^{kW} و فرکانس f و دامنه A_c می‌باشد که

این حامل توسط سیگنالی سینوسی با دامنه و فرکانس f_x طوری مدوله می‌شود که دامنه مؤلفه‌های جانبی

PAPCO

Scanned by CamScanner

Subject
Date

بالایی و پایینی هرکدام به میزان ۴۰٪ دامنه حامل باشد اندیس مدولاسیون سیگنال باندپایه و توان خروجی کل ارسالی را حساب نمایید.

ضریب M

سیگنال خروجی

$y(t) = A_c(1 + m A_x \cos w_x t)\cos w_c t$ $\quad A_x = 1$

$= A_c \cos w_c t + \frac{A_c}{2} m \cos(w_c - w_x)t + \frac{A_c}{2} m \cos(w_c + w_x)t$

$\frac{1}{2} m A_c = 40\% A_c \implies m = 0.8$

توان حامل غیرمدوله $\frac{A_c^2}{2} = 50^{kw} \implies A_c = 100\sqrt{10}$

توان باندجانبی $= 2\frac{\left(\frac{A_c}{2}m\right)^2}{2} = 16^{kw}$

کل توان ارسالی $P_{total} = 16 + 50 = 66^{kw}$

جلسهٔ چهاردهم شنبه ۹۶/۳/۱۳

مدولاسیون DSB :

اگر در $g(t) = kF(t)$ درنهایت DSB

سیگنال دیتا موتونه

$v = g(t)\cos w_0 t = kF(t)\cos w_0 t$

در این حالت مقدار متوسط دامنهٔ سیگنال مدوله‌شده برابر صفر خواهد بود و توانی برای حمل آن صرف نمی‌شود ولی همچنان شکل پوش باند باقی می‌ماند.

مدولاسیون SSB :

فقط نیمی از طیف سیگنال مدوله‌شده در نظر گرفته می‌شود.

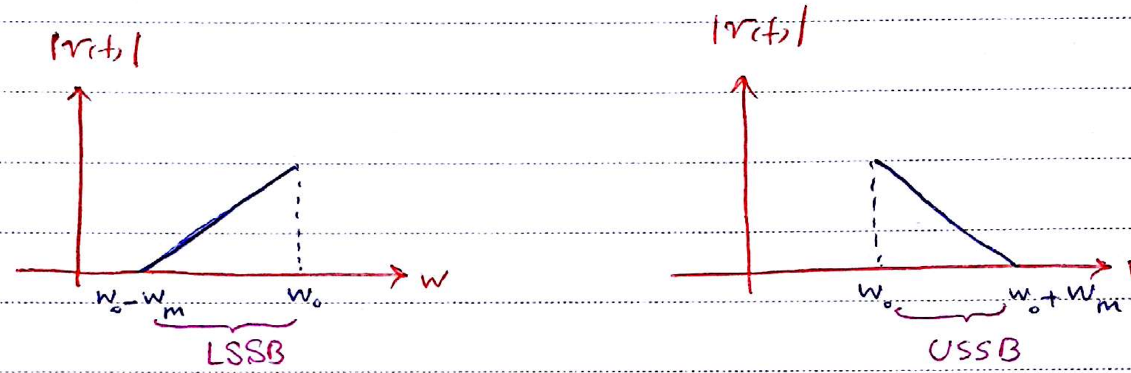
Scanned by CamScanner

اگر باند بالایی انتخاب شود USSB (upper signal side band) و اگر باند پایینی انتخاب شود LSSB می‌باشد.

$$v(t) = \frac{f(t)}{2}\cos\omega_0 t \pm \frac{\hat{f}(t)}{2}\sin\omega_0 t$$

(+ → LSSB ، − → USSB)

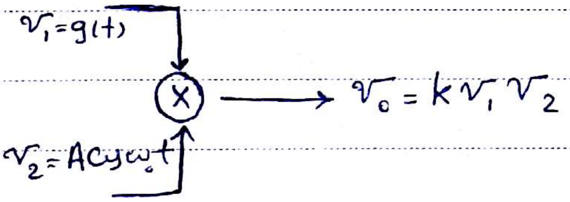
$\hat{f}(t) =$ تبدیل هیلبرت $f(t)$



گیرنده و فرستنده خیلی پیچیده می‌باشد. ولی مشکل پهنای باند این حل شد.

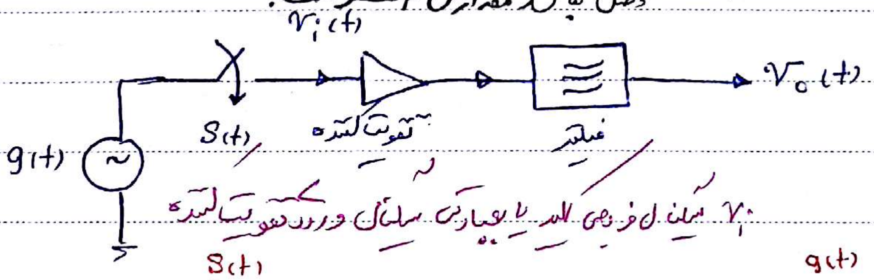
روش‌های تحقق سیگنال AM:

1_ استفاده از ضرب‌کننده آنالوگ



2_ استفاده از تکنیک سوئیچینگ (کلیدزنی)

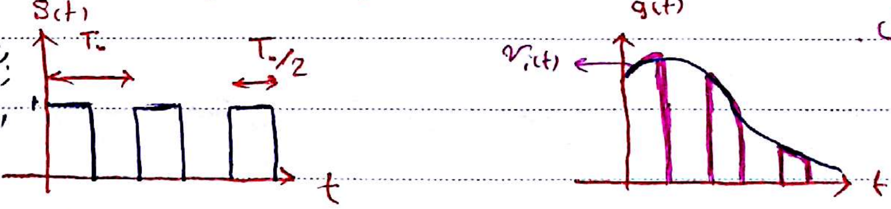
کلید از تابعی پیروی می‌کند که اگر وصل باشد g(t) وارد سیستم و اگر وصل نباشد مقدارش صفر است.



v_1: سیگنالی که در واقع به عبارتی سیگنال ورودی تقویت کننده

در حقیقت $v_1(t)$ حاصل ضرب $s(t)$ و $g(t)$ است.

زمان وصل نصف زمان کل است (به عنوان مثال)



تبدیل فوریه مطالعه

Subject

Date

برای اینکه در حوزه فرکانس بحث کنیم حتما باید سری فوریه آنرا بنویسیم.

$\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$

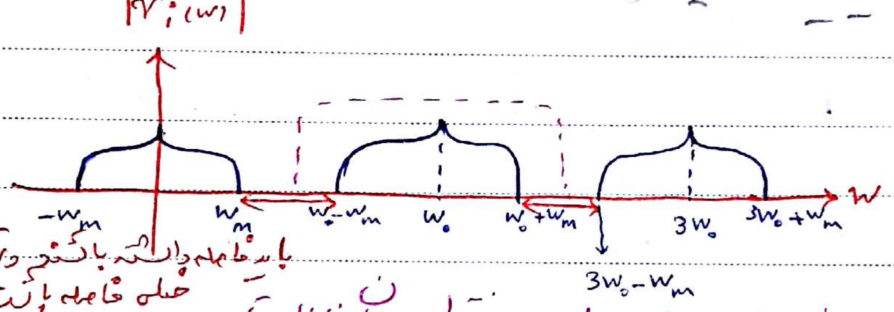
S(t) بسط سری فوریه

$S(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos\omega_0 t - \frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_0 t + \dots$

با توجه به مثال‌ها در جلسه‌های قبل سری فوریه را می‌نویسیم و برای تبدیل فوریه متفاوت است و باید حساب کنیم.

$v_i(t) = g(t).S(t) = \frac{g(t)}{2} + \frac{2}{\pi}\, g(t)\cos\omega_0 t + \dots$

این بخش g(t) و شیفت پیدا کرده به ...



S(t) در حقیقت نمونه‌برداری کرد.

در سیگنال $v_i(t)$ فقط

$g(t)\cos\omega_0 t$ را می‌خواهیم

باید فاصله داشته باشند و هم‌پوشانی خیلی فاصله باشد.

فیلتر قرار دهیم تا حاصل ضرب $g(t)\cos\omega_0 t$ را به ما بدهد فقط همان است.

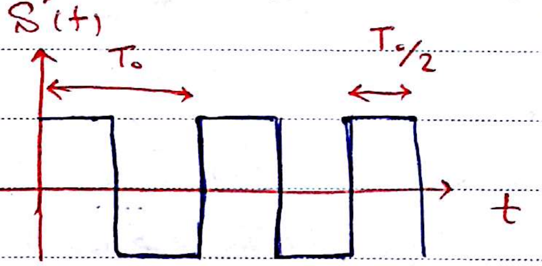
$\omega_0 - \omega_m > \omega_m \Rightarrow \boxed{\omega_m < \frac{\omega_0}{2}}$

اینجا هم با توجه به مثال قبلی است

k یا تقویت کننده داریم

خروجی $v_o(t)$ همان سیگنال AM است $\frac{2}{\pi}\, g(t)\cos\omega_0 t$

برای این روش حالت نامتوازن می‌گوییم چون قطار پالس نامتقارن می‌باشد.

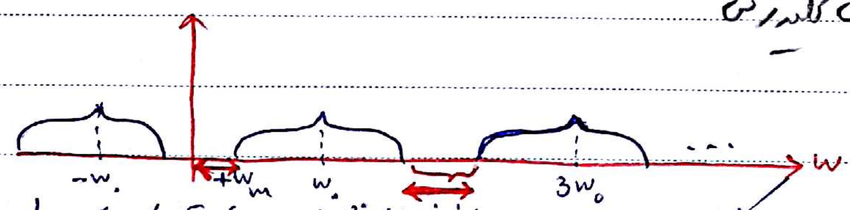


بسط سری فوریه

$S'(t) = \frac{4}{\pi}\cos\omega_0 t - \frac{4}{3\pi}\cos 3\omega_0 t + \dots$

این مقدار dc ندارد و شکل باینری می‌شود

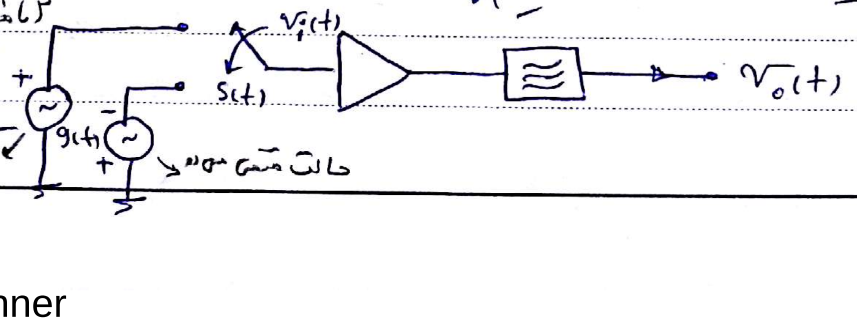
قطار پالس متقارن به روش کلید زنی



این فاصله بیشتر است برای ما مهم است

با این روش کلید زنی متقارن را شبیه‌سازی می‌کنیم

که منبع g(t) داریم که g(t) ها با اختلاف فاز 180° اند



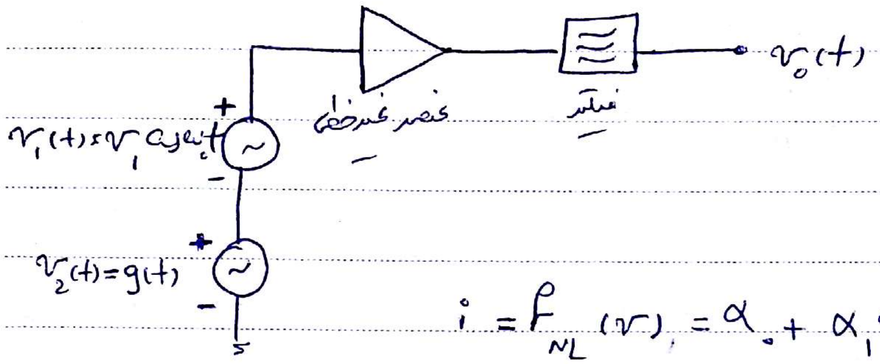
حالت + شود

حالت منفی

Scanned by CamScanner

Subject
Date

استفاده از عناصر غیرخطی استاتیکی (بدون حافظه):



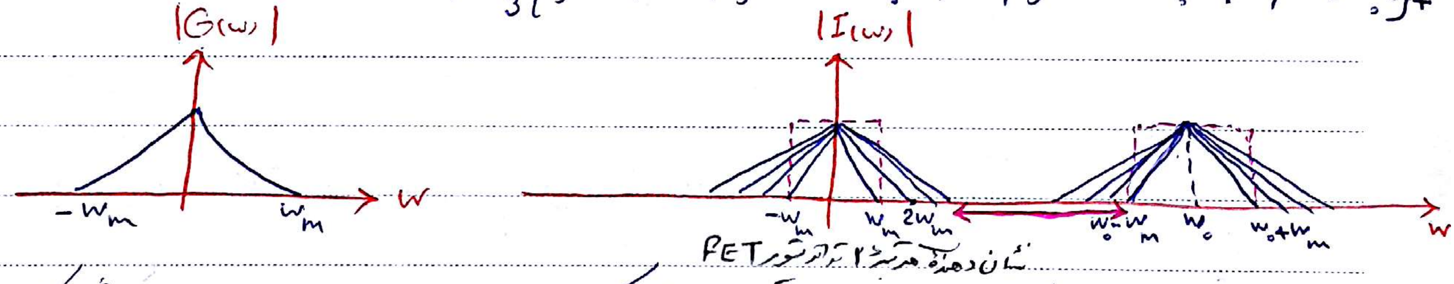
$$v_0(t) = g(t) + v_1 \cos\omega_0 t$$

$$i = f_{NL}(v) = \alpha_0 + \alpha_1 v + \alpha_2 v^2 + \alpha_3 v^3 + \dots$$

$$i = f_{NL}(v) = f_{NL}(g(t) + v_1 \cos\omega_0 t)$$

$$= \alpha_0 + \alpha_1 [g(t) + v_1 \cos\omega_0 t] + \alpha_2 [g^2(t) + v_1^2 \cos^2\omega_0 t + 2 v_1 g \cos\omega_0 t] +$$

$$+ \alpha_3 [g^3(t) + 3 v_1 g^2(t) \cos\omega_0 t + 3 v_1^2 g(t) \cos^2\omega_0 t + v_1^3 \cos^3\omega_0 t] + \dots$$



با توجه به نمودار فوق هر گونه فیلتر را نمی‌توان طراحی کرد که $g(t)\cos\omega_0 t$ در خروجی حاصل شود مگر اینکه از ادواتی استفاده شود که ضرایب غیرخطی آن کمتر باشد یعنی از α_3 به بعد مقدارش صفر باشد در مورد فت (FET) این رابطه صادق می‌باشد و می‌توان از این وسیله استفاده کرد.

باید از یک عنصر غیرخطی استفاده کرد. در BJT ضرایب α_3 صفر نیست ولی در FET صفر است.

FET نسبت به BJT خطی‌تر است.

فاصله بین ۲ تیکه که می‌خواهیم فیلتر کنیم

$$0 < \omega_0 - \omega_m - 2\omega_m \Rightarrow \omega_m < \frac{\omega_0}{3}$$

Fet چون مرتبه ۲ داشت

سیگنال بعدی باید بین ω_m و $2\omega_m$ بیفتد

پس به همین دلیل $2\omega_m - \omega_0 - \omega_m$ است در واقع

$$AM = k g(t) \cos\omega_0 t$$

Scanned by CamScanner

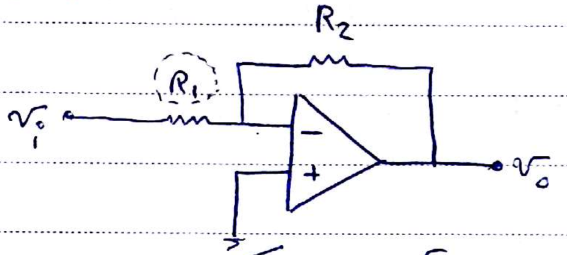
- روش‌های تحقق سیگنال AM :
- مدارات الکترونیکی جهت تحقق AM :

۱- استفاده از ضرب کننده‌های آنالوگ

(مشکل استفاده از opAmp این بود که ضرب کننده‌ها را از آن نمی‌توان استفاده کرد)

در AM دوتا سیگنال داریم یکی سیگنال اصلی یکی سیگنال کریر

۱-۱ : استفاده از opAmp جهت ضرب :

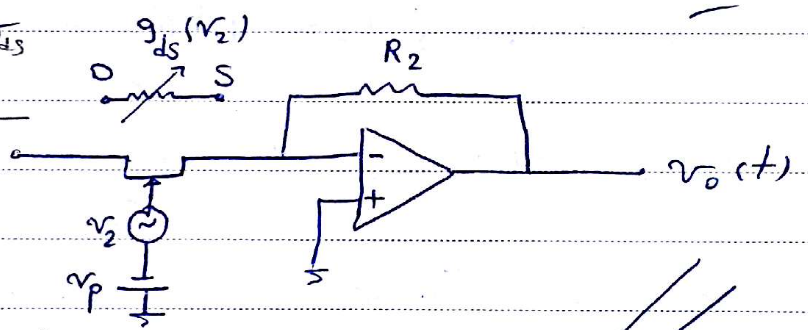


$$v_o(t) = \frac{-R_2}{R_1} v_i$$

بجای R_1 از عنصر الکترونیکی که مقاومت آن با ولتاژ کنترل می‌شود استفاده می‌کنیم

(g_{ds} عکس مقاومت DS در این ناحیه است)

(یک المانی قرار دادیم که با ولتاژ بتوان مقاومت را کنترل کرد) v_1



FET باید در ناحیه خطی (اهمی) کار کند تا بتوان خروجی متناسب با AM را داشته باشیم

$$I_d = I_{DSS}\left[2\left(\frac{v_{gs}}{v_p}-1\right)\frac{v_{DS}}{v_p} - \left(\frac{v_{DS}}{v_p}\right)^2\right]$$

$$g_{ds} = \frac{\partial I_d}{\partial v_{ds}} = \frac{-2I_{DSS}}{v_p^2}(v_p - v_{gs} + v_{DS}) \cong -\frac{2I_{DSS}}{v_p^2}(v_p - v_{gs})$$

$$v_{gs} = v_2 - |v_p|$$

$$\Rightarrow g_{ds}\Big|_{v_{gs}=v_2-|v_p|} = \frac{-2I_{DSS}}{v_p^2}\left(v_p - v_2 + |v_p|\right) = \frac{2I_{DSS}v_2}{v_p^2}$$

Scanned by CamScanner

در مدولاسیون نرمال مقدار $g(t)$ همیشه بزرگتر از صفر بود

$g(t) = (1 + m f(t))$ مدولاسیون نرمال

$$v_o(t) = \frac{-R_2}{R_1(v_2)} v_1 = -R g_{ds}(v_2) v_1 = -R_2 \frac{2I_{DSS}}{v_p^2} v_1 v_2$$

$v_o(t) = k v_1 v_2$ توانستیم با این روش ضرب کننده ها بسازیم

شرایط کاربرد مناسب:

1- باید در ناحیه اهمی FET کار کند.

$$v_{ds} < v_{gs} - v_p \Rightarrow 0 < v_1 < v_{gs} - v_p$$

2- ترانزیستور نباید قطع شود و مقاومت معادل آن بینهایت شود

$$-|v_p| \le v_g \le 0 \Rightarrow -|v_p| \le v_2 - |v_p| \le 0 \Rightarrow 0 \le v_2 \le |v_p|$$

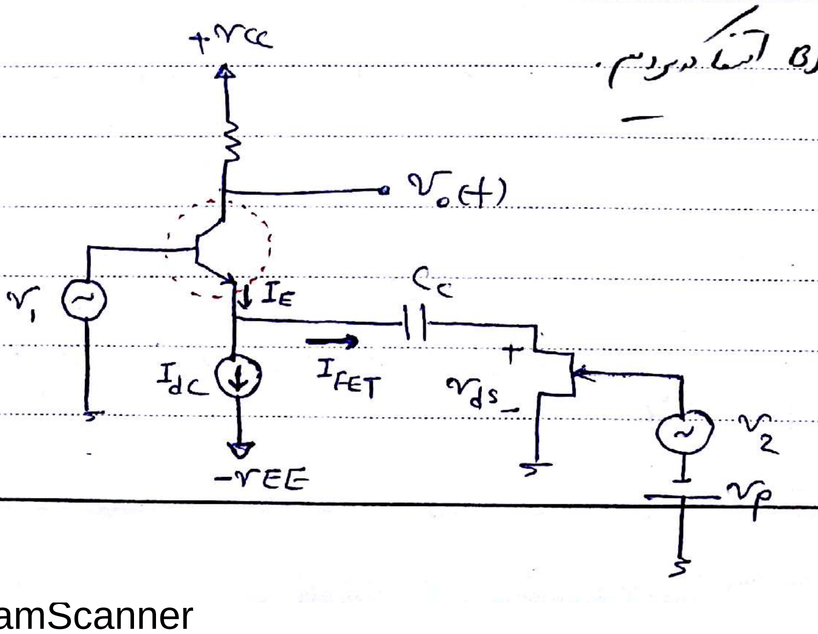
این ساختار با توجه به شرط ۱ فقط برای مدولاسیون نرمال AM استفاده می شود.

هر کدام از op Amp ها یک فرکانس خاص فقط دارند پس محدودیت فرکانسی داریم.

3- op Amp ها در حقیقت دارای محدودیت فرکانسی می باشد و در هر فرکانسی ضرب انجام نخواهد شد.

برای رفع مشکل سوم از مدار زیر استفاده می کنیم: از مدارات دیگری استفاده می کنیم

به جای op Amp از مدار BJT استفاده می کنیم.



PAPCO

Scanned by CamScanner

Subject
Date

$$\text{if } g_{in} \gg g_{ds} \Rightarrow v_{ds} \cong v_1$$

$$I_E = I_{dc} + I_{FET} = I_{dc} + g_{ds} v_{ds} = I_{dc} - \frac{2 I_{DSS}}{V_p^2}(V_p - V_{gs}) v_1$$

$$= I_{dc} + \frac{2 I_{DSS}}{V_p^2} v_1 v_2$$

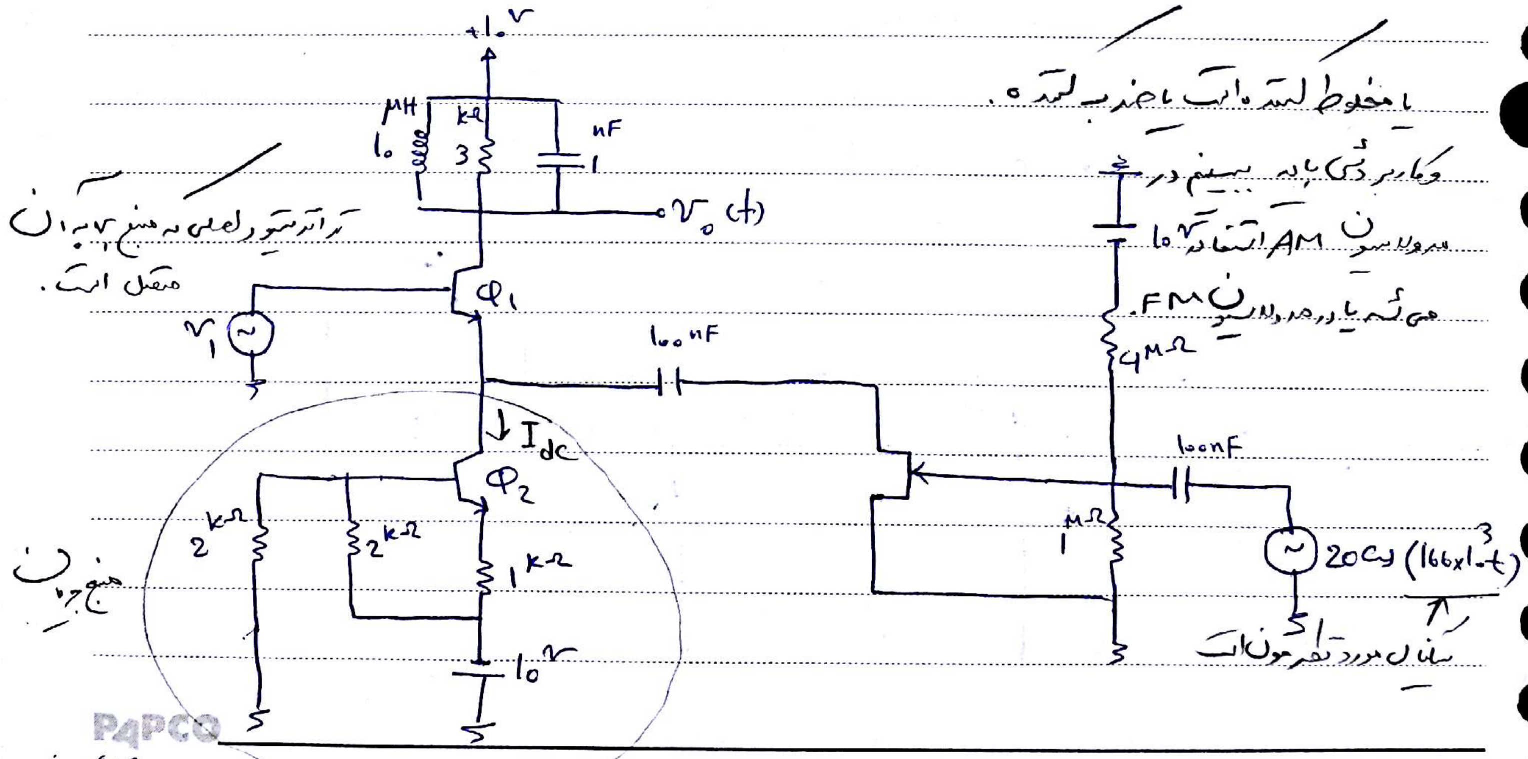
$$v_o(t) = V_{cc} - R_L I_E = V_{cc} - R_L \left(I_{dc} + \frac{2 I_{DSS}}{V_p^2} v_1 v_2 \right)$$

شرط : $v_{ds} \ll v_{gs} - v_p$ ، $-|v_p| \leqslant v_{gs} \leqslant 0 \Rightarrow 0 \leqslant v_2 \leqslant |v_p|$

برای مدولاسیون AM نرمال استفاده می‌شود.

مثال: در مدار شکل زیر ($F(t) = 2\cos(166 \times 10^3 t)$) جریان $i_c(t)$ را بیابید.

$v_1 = 100^{mv} \cos 10^7 t$ ، $V_\gamma = 0.7^v$ ، $V_p = -4.5^v$ ، $I_{DSS} = 8.7^{mA}$



PAPCO

Scanned by CamScanner

فرض می‌کنیم

$W_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 10^7 \frac{rad}{sec}$ — انتظار همین جواب را داشتیم چون v_1 ، 10^7 ما داره

$B.W = \frac{W_0}{Q} = \frac{W_0}{RCW_0} = \frac{1}{RC} = 0.333 \times 10^6 \, rad/sec$

dc تحلیل $\Rightarrow I_{dc} = 4.3 \, mA$

$g_{in} = \frac{I_{dc}}{V_T} = 0.165 \, S \rightarrow$ بزرگ نیست

Fet

dc تحلیل $\Rightarrow V_{G_{dc}} = -2^v \Rightarrow V_{GS} = V_{G_{ds}} + V_2 = -2 + f(t)$

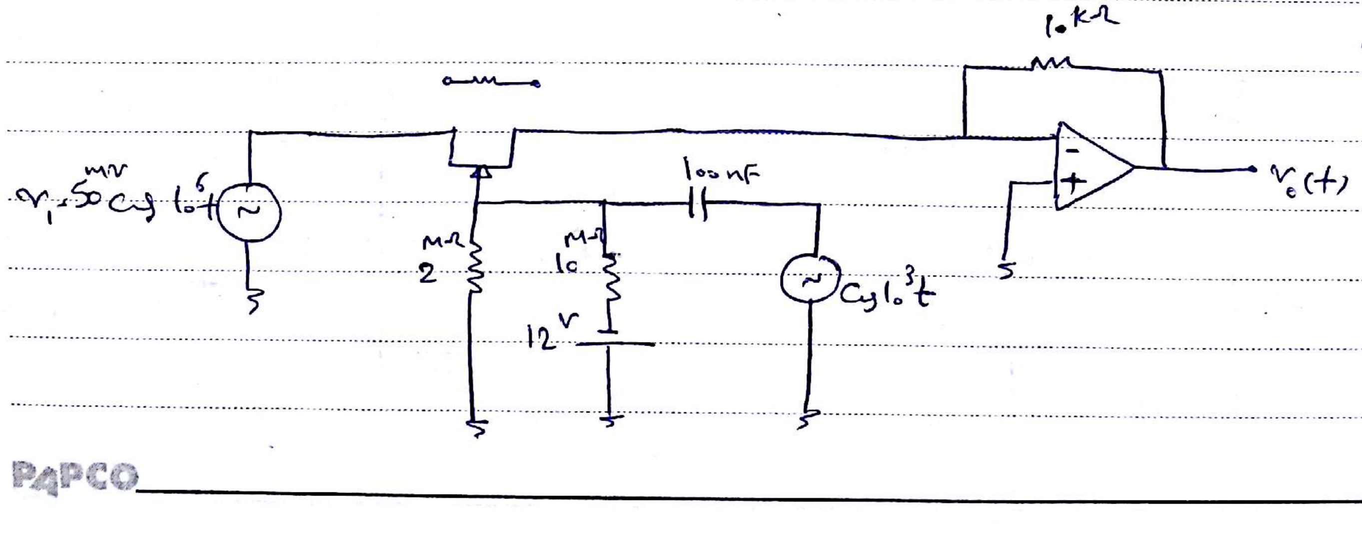
$g_{DS} = \frac{-2 I_{DSS}}{V_p^2} (V_p - V_{GS}) = (2.15 + 0.85 f(t)) \times 10^{-3} \, S$

$i_c(t) = g_{DC} \times v_1(t) = (2.15 + 0.85 f(t)) \times 10^{-3} \times 100^{mv} \times \cos 10^7 t$

$$\Rightarrow i_C = i_c + I_{dc} = 4.3 + i_c$$

مثال: در مدار شکل زیر با در نظر گرفتن $f(t) = \cos 100t$ ولتاژ خروجی را مشخص نمایید

$I_{DSS} = 8.7^{mA} \quad , V_p = -4.5^v$



Scanned by CamScanner

Subject

Date

[illegible] FET

$v_{G\,dc} = -2^{V}, \quad v_G = v_{G\,dc} + v_2 = -2 + f(t) \Rightarrow v_{GS} = -2 + f(t)$

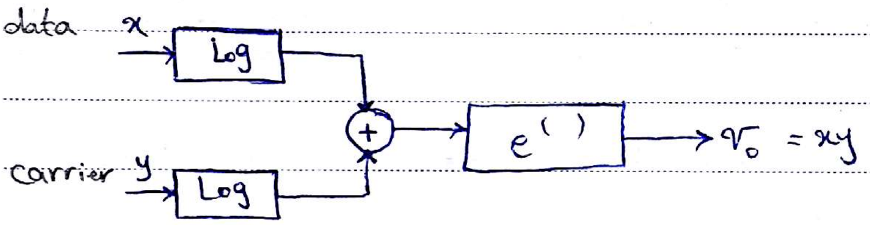
$v_o(t) = \frac{-10^k}{r_{ds}} v_i(t) = -g_{DS}\, 10^k \times v_i(t), \quad g_{OS} = \frac{-2I_{DSS}}{V_p^2}(V_p - V_{GS})$

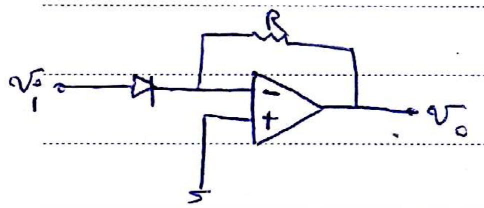
$= 2.14 + 0.87 \cos 10^3 t$

$v_o(t) = 1.07(1 + 0.4 \cos 10^3 t) \cos 10^6 t$

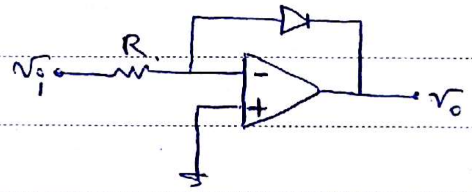
جلسهٔ پانزدهم شنبه ۳٫۲۰

استفاده از op-Amp :

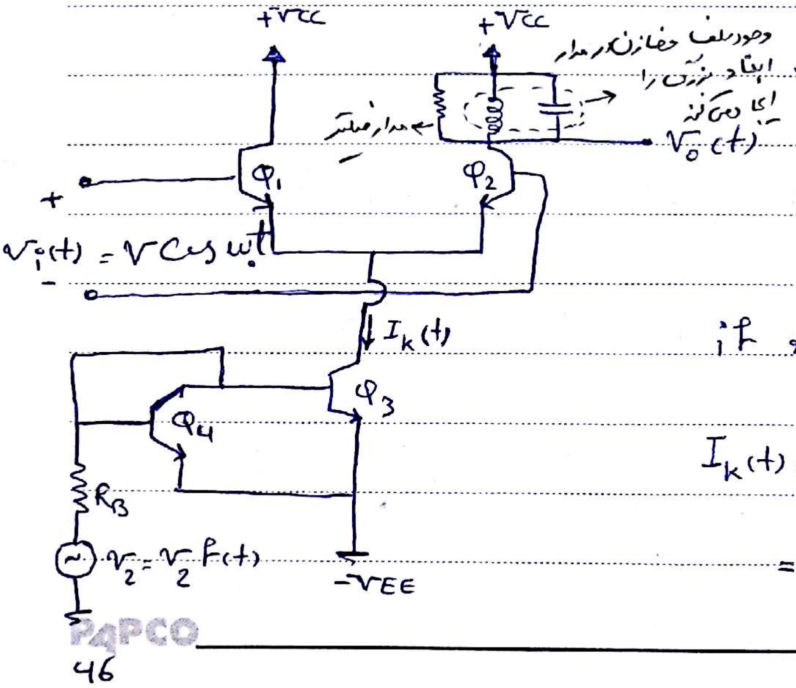




«مدار Antilog»



«مدار لگاریتم گیر»



مدار فوق برای AM نرمال تقریبا مناسب می‌باشد.

استفاده از زوج تفاضلی برای ضرب کننده :

if $x = \frac{v}{V_T}$

$I_k(t) = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_B} + \frac{V_2}{R_B} f(t) = I_{k_0} + I_{k_1} f(t)$

$= I_{k_0}\left[1 + \frac{I_{k_1}}{I_{k_0}} f(t)\right] = I_{k_0}(1 + m f(t))$

Scanned by CamScanner

Subject
Date

$$I_{c_2} = \frac{I_k(t)}{2}\left(1 - \tanh\frac{x}{2}\cos\omega_0 t\right)$$

$$= I_k(t)\sum_{n=0}^{\infty} a_{2n-1}(x)\cos(2n-1)\omega_0 t + \frac{I_k(t)}{2}$$

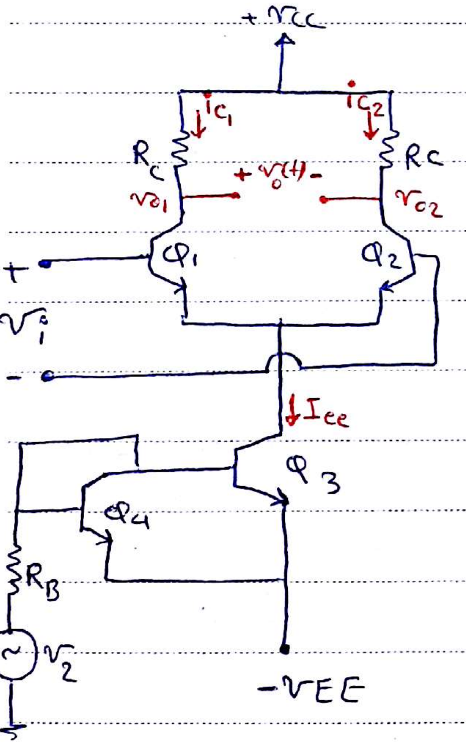
پس از فیلتر شدن $\Rightarrow$ $v_o(t) = V_{CC} - R_L I_{k_0}(1 + mf(t))\, a_1(x)\cos\omega_0 t$

$$I_k(t) = I_{k_0}[1 + mf(t)] > 0 \Rightarrow m = \frac{I_{k_1}}{I_{k_0}} < 1$$

AM نرمال را ایجاد می‌کند.

از جمله معایب این مدار استفاده از سلف و خازن است که ابعاد بزرگی دارند.

سلول گیلبرت: این مدار فقط ترانزیستوری است و فیلتری درون خود ندارد.



$$i_{c_1} = \frac{I_{ee}}{2}\left(1 + \tanh\frac{v_1}{2V_T}\right)$$

$$i_{c_2} = \frac{I_{ee}}{2}\left(1 - \tanh\frac{v_1}{2V_T}\right)$$

$$v_o(t) = v_{o_1} - v_{o_2}$$

$$\left[V_{CC} - R_C\frac{I_{ee}}{2}\left[\left(1 + \tanh\frac{v_1}{2V_T}\right)\right]\right]$$

$$-\left[V_{CC} - R_C\frac{I_{ee}}{2}\left(1 - \tanh\frac{v_1}{2V_T}\right)\right]$$

$$= -R_C I_{ee}\tanh\frac{v_1}{2V_T} = -R_C\left(\frac{V_{EE} + (-V_{BE})}{R_B} + \frac{v_2}{R_B}\right)\tanh\frac{v_1}{2V_T}$$

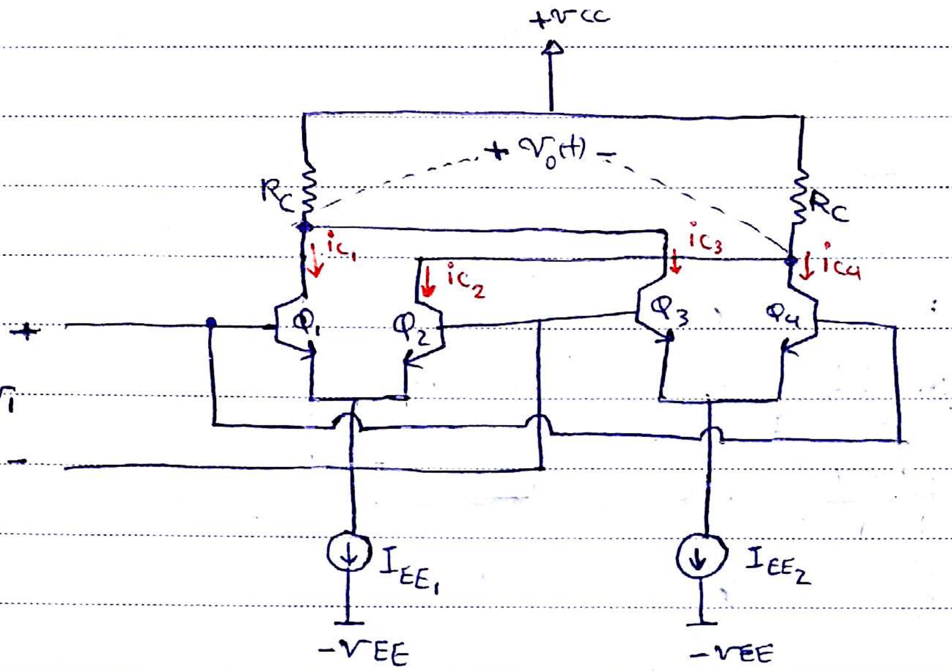
$$= k\tanh\frac{v_1}{2V_T} + k v_2\tanh\frac{v_1}{2V_T}$$

PAPCO

Scanned by CamScanner

Subject

Date



در این حالت منبع دومی وجود ندارد

$$v_o(t) = v_{o_1} - v_{o_2} = [vcc - RC(i_{c_1} + i_{c_3})] - [vcc - RC(i_{c_2} + i_{c_4})]$$

$$= -RC\left[(i_{c_1} - i_{c_2}) - RC(i_{c_3} - i_{c_4})\right]$$

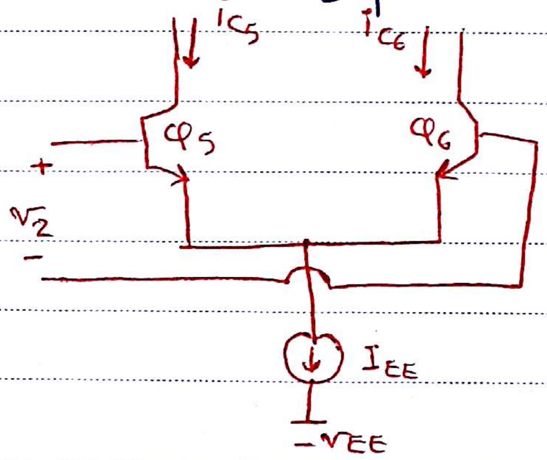
$$= -RC\left[\frac{I_{EE_1}}{2}\left(1 + \tanh\frac{v_1}{2V_T}\right) - \frac{I_{EE_1}}{2}\left(1 - \tanh\frac{v_1}{2V_T}\right)\right]$$

$$- RC\left[\frac{I_{EE_2}}{2}\left(1 + \tanh\frac{-v_1}{2V_T}\right) - \frac{I_{EE_2}}{2}\left(1 - \tanh\frac{-v_1}{2V_T}\right)\right]$$

$$= \cdots$$

$$v_o(t) = -RC(I_{c_5} - I_{c_6})\tanh\frac{v_1}{2V_T} = -RC\, I_{EE}\tanh\frac{v_2}{2V_T} \cdot \tanh\frac{v_1}{2V_T}$$

برای حالتی است که بجای ۲ منبع جریان یک زوج تفاضلی قرار می دهیم



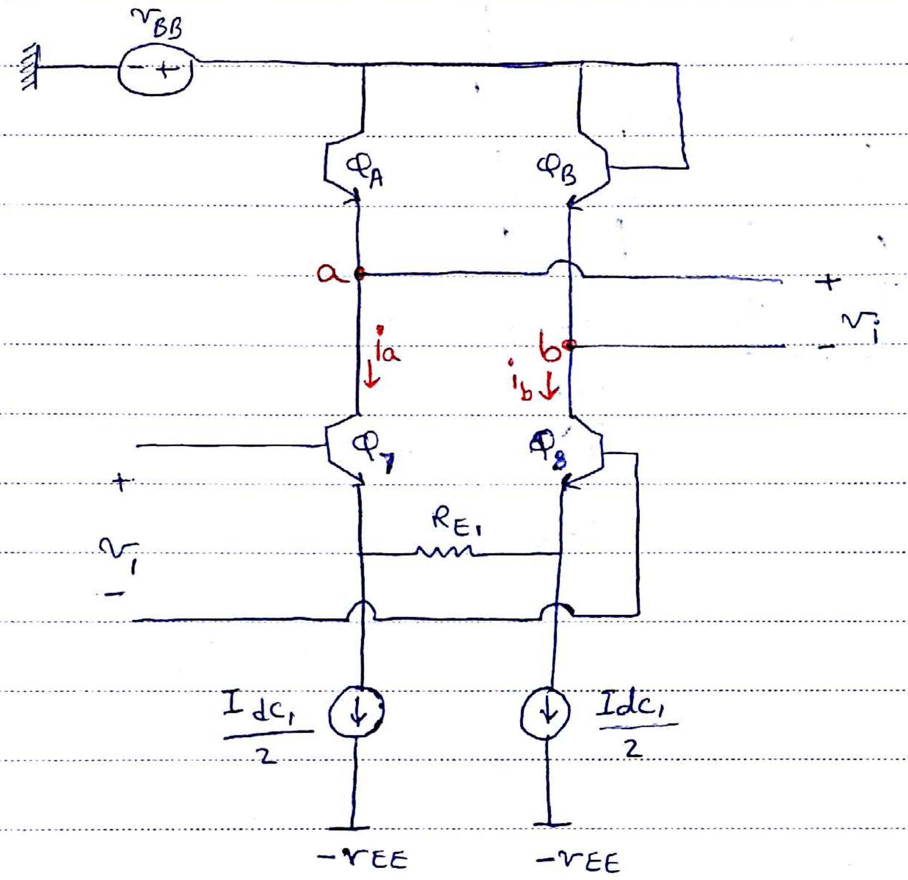
P4PCO

Scanned by CamScanner

Subject

Date

حال این مدار به شکلمان اضافه می‌کنیم تا tanh را برا حذف کند



$$v_a = v_{BB} - v_T \ln \frac{I_a}{I_S}$$

$$v_b = v_{BB} - v_T \ln \frac{I_b}{I_S}$$

$$\Longrightarrow \quad v_a - v_b = v_T \ln \frac{I_a}{I_b}$$

$$\frac{I_b}{I_a} = e^{v_i / v_T}$$

$$\frac{I_b - I_a}{I_b + I_a} = \frac{e^{v_i/v_T} - 1}{e^{v_i/v_T} + 1} = \tanh \frac{v_{i_1}}{2v_T}$$

$$I_b - I_a = (I_b + I_a) \tanh \frac{v_i}{2v_T}$$

$$I_b + I_a = I_{dc_1} \quad , \quad I_b - I_a = \frac{-2v_1}{R_{E_1}} \quad \Longrightarrow$$

P4PCO

Scanned by CamScanner

Subject
Date

$I_a = \frac{I_{dc_1}}{2} + \frac{v_1}{R_{E_1}}$ و $I_b = \frac{I_{dc_1}}{2} - \frac{v_1}{R_E}$

ادامه شکل‌ها در کتاب

شرایط سلول گیلبرت برای کار کردن :

Q_7 فعال ماندن : $-v_{EE} + v_\gamma < v_1 < v_{BB}$

Q_7 و Q_8 قطع نشدن : $-\frac{I_{dc_1}}{2} \leq \frac{v_1}{R_{E_1}} \leq \frac{I_{dc_1}}{I_2}$

Q_5 فعال ماندن : $-v_{EE} + v_\gamma < v_2 < v_{BB} - v_\gamma$

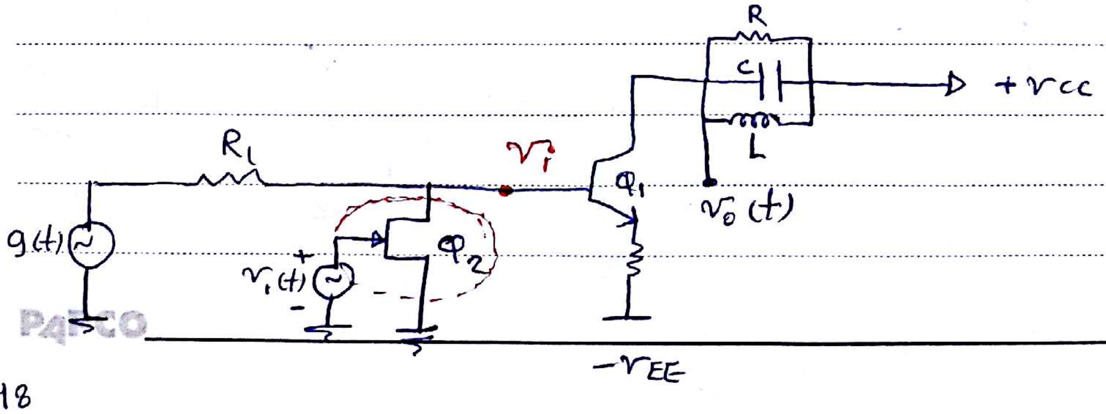
Q_5 و Q_6 قطع نشدن : $-\frac{I_{dc_2}}{2} \leq \frac{v_2}{R_{E_2}} \leq \frac{I_{dc_2}}{2}$

Q_1 و Q_2 و Q_3 و Q_4 اشباع نشدن : $R_C I_{dc_2} < v_{CC} - v_{BB} + 2v_\gamma$

مزایا سلول گیلبرت :

- v_1 و v_2 می‌توانند منفی باشند DSB
- مقادیر بزرگ v_1 و v_2
- ساخت آن با تکنولوژی مدارات مجتمع

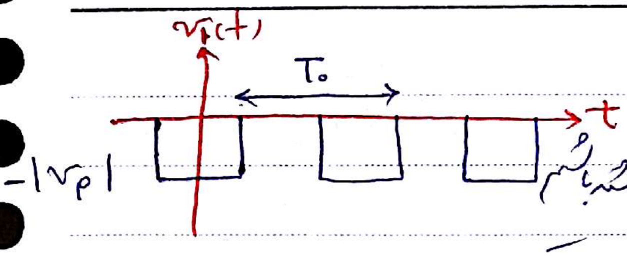
ساختار مدار کلیدزنی ناهموار با استفاده از FET :



Scanned by CamScanner

Subject

Date



باید یار دانشگاه باشم

$$g_{ds} = \frac{-2I_{DSS}}{v_p^2}(v_p - v_{gs})$$

$$r_{ds} = \frac{1}{g_{ds}} \qquad v_p < 0$$

$$v_i(t) = \begin{cases} \dfrac{r_{ds}}{r_{ds}+R_1} g(t) & v_1 = -|v_p| \\ g(t) & v_1 = 0 \end{cases}$$

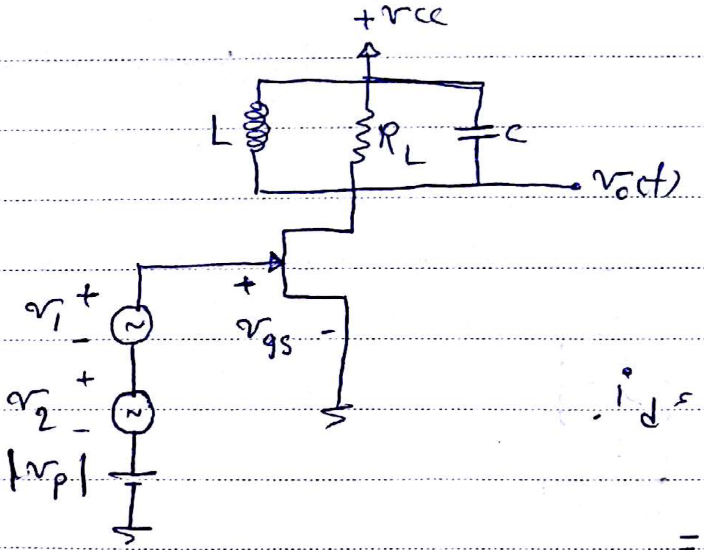
$$v_i(t) = g(t) \cdot S(t) + \frac{r_{ds}}{r_{ds}+R_1}\left[1 - S(t)\right] g(t)$$

$$= g(t)\left[1 \frac{r_{ds}}{r_{ds}+R_1}\right] S(t) + \frac{r_{ds}}{r_{ds}+R_1} g(t)$$

$$= \frac{R_1}{R_1 + r_{ds}} g(t) S(t) + \frac{r_{ds}}{r_{ds}+R_1} g(t) = \frac{R_1}{r_{ds}+R_1} g(t)\left[\frac{1}{2} + \frac{2}{R}\cos w_0 t - \frac{2}{3\pi}\cos 3w_0 t + \dots\right] + \frac{r_{ds}}{r_{ds}+R_1} g(t)$$

$$i_E = \frac{v_i - v_\gamma + v_{EE}}{R_E} \longrightarrow v_o = v_{cc} - R\, i_o \Big|_{w = w_0}$$

ساخت مدولاتور AM با عناصر غیرخطی بدون حافظه :



$$v_1 = v_1 \cos w_0 t$$

$$v_2 = g(t) = A(1 + m f(t))$$

$$i_d = I_{DSS}\left(1 - \frac{v_g}{v_p}\right)^2 = I_{DSS}\left(1 - \frac{v_1 + v_2 - |v_p|}{v_p}\right)^2$$

$$= \frac{I_{DSS}}{v_p^2}(v_1 + v_2)^2$$

PAPCO

Scanned by CamScanner

Subject
Date

$$i_d(t)\Big|_{w=w_0} = \frac{2I_{DSS}}{V_P^2} V_1 A(1+mf(t))\cos w_0 t$$

$$\rightarrow V_o(t) = VDD - \frac{2I_{DSS}V_1 A R_L}{V_P^2}(1+mf(t))\cos w_0 t$$

شرط؟ : $-|V_P| \leqslant V_{gs} < 0 \rightarrow -|V_P| \leqslant V_1 + V_2 - |V_P| \leqslant 0$

$$\Rightarrow 0 \leqslant V_1+V_2 \leqslant |V_P| \Rightarrow 0 \leqslant V_1\cos w_0 t + A(1+mf(t)) \leqslant |V_P|$$

$$0 \leqslant \min\{V_1+V_2\} \Rightarrow 0 \leqslant A(1-m) - V_1$$

$$\ldots\ldots] \quad \max\{V_1+V_2\} \leqslant |V_P|$$

$$A(1+m)+V_1 \leqslant |V_P|$$

$$V_o(t) = \frac{2I_{DSS}V_1 AR}{V_P^2}(1+mf(t))\cos w_0 t =$$

$$=(1-m)\frac{I_{DSS}R}{2}(1+mf(t))\cos w_0 t$$

جلسهٔ شانزدهم چهارشنبه ۹۶/۳/۲۴

فصل 7

آشکارساز دامنه :

در AM اطلاعات در دامنه سیگنال برای ارسال می‌شد که هرگاه سیگنال گیرنده دریافت کند و کلیه عملیات را انجام شود.

Scanned by CamScanner

Subject
Date

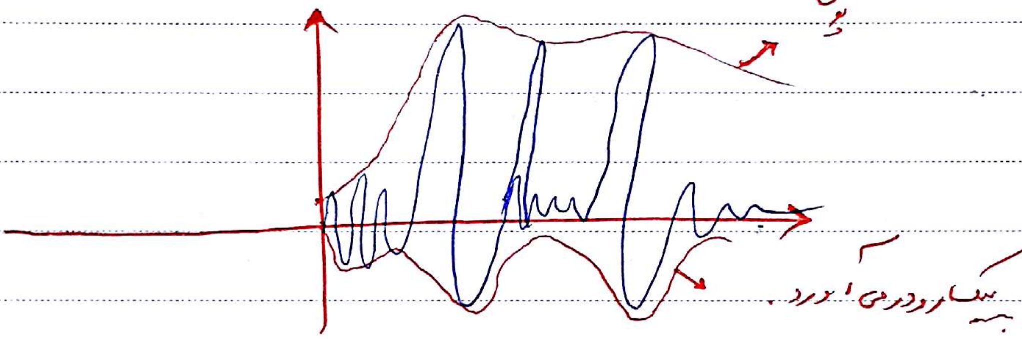
انواع روش‌های آشکارسازی :

۱- سنکرون یا همدوس

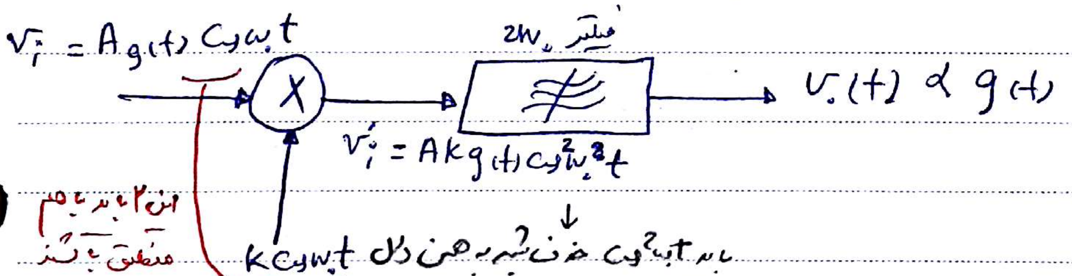
2- آشکارسازی پوش
1. آشکارسازی متوسط پوش
2. آشکارسازی پیک پوش

هماهنگ کردن گیرنده و فرستنده مشکل این آشکارسازی است به همین دلیل 2 بهتر است.

پوش دامنه سیگنال را مشخص می‌کند پس اگر دامنه را مشخص کنیم به نوعی می‌توان به سیگنال دیتا دسترسی داشت



آشکارسازی سنکرون :



این ۲ باید با هم منطبق باشند

باید هم فاز هم فرکانس باشند که سخت است

باید از $\cos^2 w_0 t$ خلاص شویم به همین دلیل به جای آن از اتحادها استفاده می‌کنیم

$\cos 2w_0 t$ قسمت ac است پس فیلتر می‌گذاریم تا قسمت ac را حذف کند.

$$V_i' = Ak g(t) \cos^2 w_0 t = \frac{Ak}{2} g(t) + \cos 2w_0 t$$

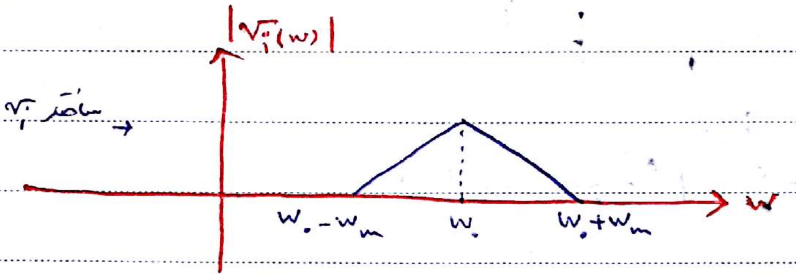
$$\Rightarrow V_0(t) = \frac{Ak}{2} g(t)$$

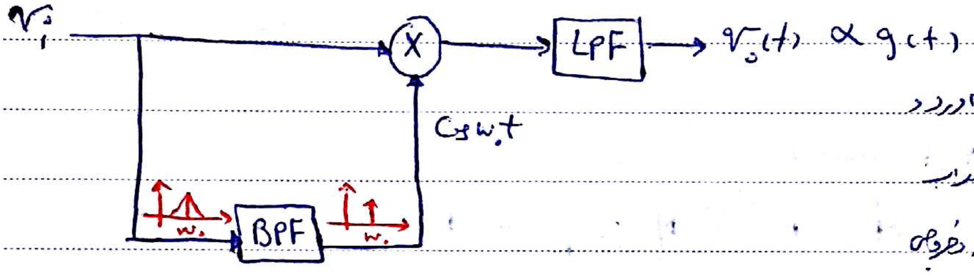
PAPCO

Scanned by CamScanner

تأمین اسیلاتور محلی در جهت تولید $\cos\omega_0 t$: (AM نرمال)

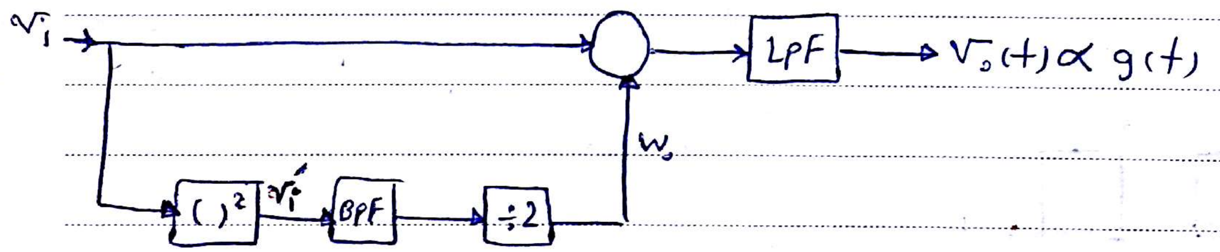
$$v_i(t) = kg(t)\cos\omega_0 t = A(1+mf(t))\cos\omega_0 t$$





BPF، ω_0 را از توی سیگنال بیرون در می‌آورد می‌شود تا با $\cos\omega_0 t$ در سیگنال ضرب می‌شود و از فیلتر پایین‌گذر رد می‌شود خروجی $g(t)$ می‌شود ولی این به همین سادگی محقق نمی‌شود باید BPF خیلی تیز باشد تا فقط ω_0 را از توش دربیاد و در دو طرف آن که را که می‌گیرد قسمتی از سیگنال هم توش هست پس

سیگنال اسیلاتور برای (AM-DSB)



$$v_i' = k^2 g^2(t)\cos^2\omega_0 t = \frac{k^2 g^2(t)}{2} + \frac{k^2 g(t)^2}{2}\cos 2\omega_0 t$$

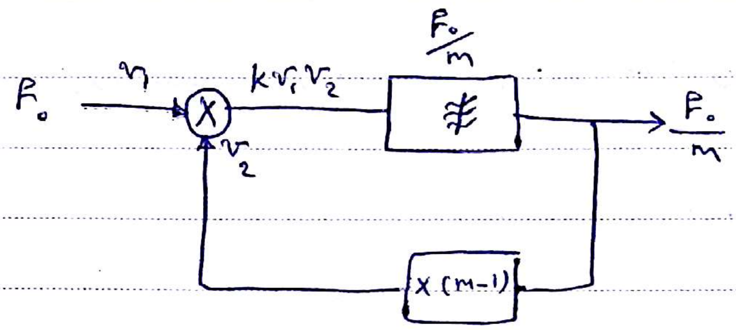
LPF گذاشتیم تا قسمت dc را حذف کند

مطلوب ما ω_0 بود ولی چون $2\omega_0$ بود $\div 2$ کردیم

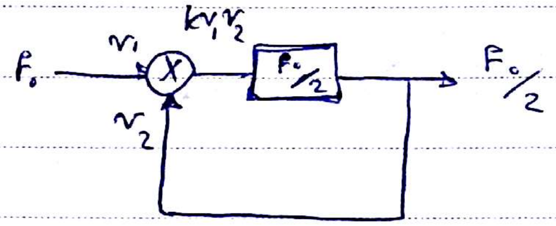
PAPCO
Scanned by CamScanner

Subject
Date

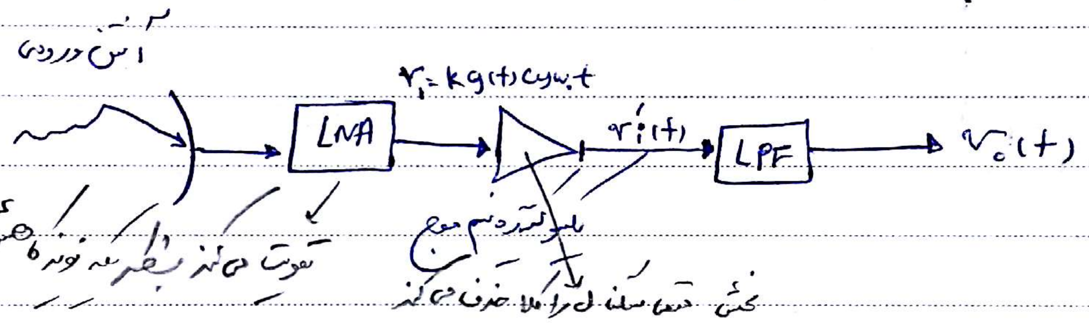
ضرب کننده فرکانسی :

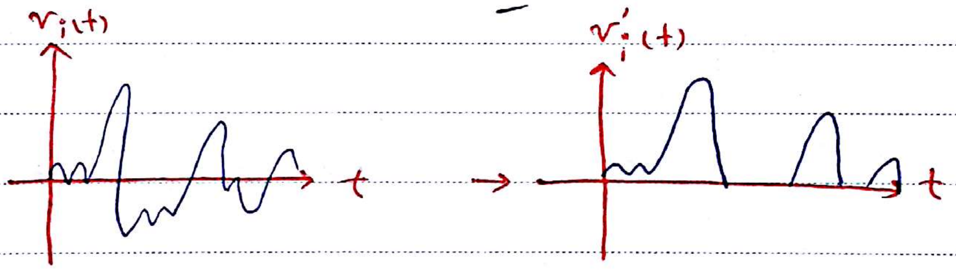


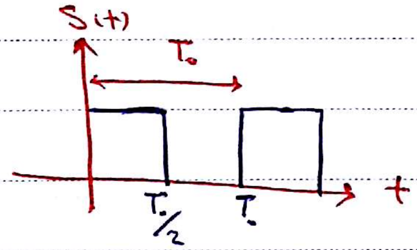
m=2



۳- آشکارساز سوئیچینگ :







فقط قسمت مثبت دارد

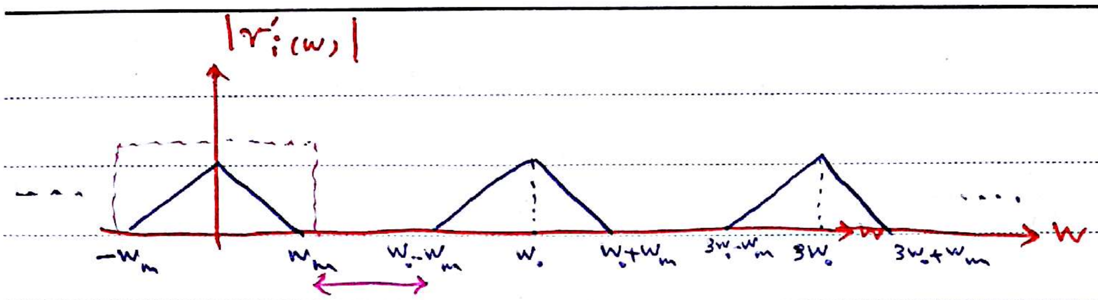
$$v_i'(t) = v_i(t)\cdot S(t) = kg(t)\cos\omega_0 t\left[\frac{1}{2}+\frac{2}{\pi}\cos\omega_0 t-\frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_0 t+\cdots\right]$$

$$= \frac{1}{\pi}kg(t) + \frac{1}{2}kg(t)\cos\omega_0 t + \cdots \cos 3\omega_0 t \cdots$$

LPF قرار داد که بخش اصلی پیام را بیرون (data) چون $\frac{1}{\pi}$ داریم در سمت چپ قرار و ω_0 را از دور خارج می‌برد.

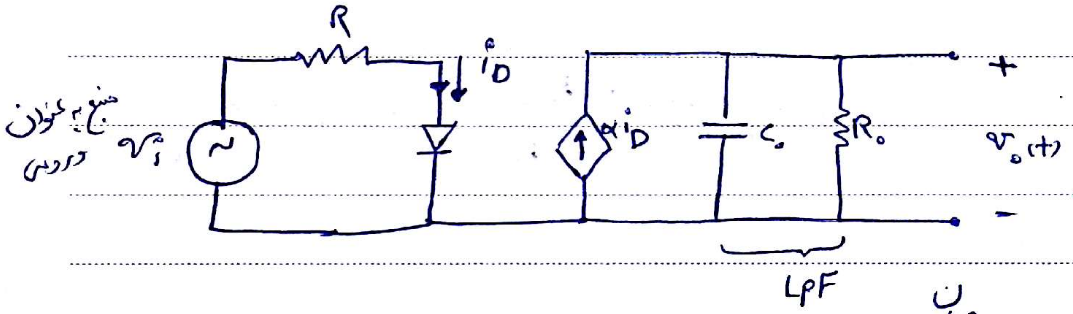
P4PCO

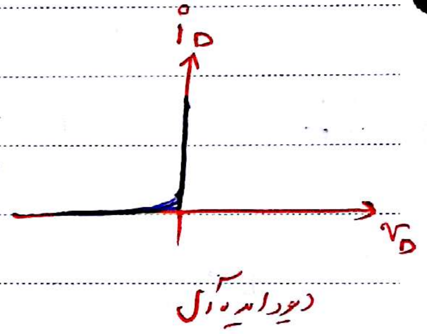
Subject
Date



$$w_0 - w_m > w_m \Rightarrow \frac{w_0}{2} > w_m$$

آشکارسازی سیگنال AM به کمک روش متوسط‌گیری :





دیود مثل کلید است یا جریان برقرار می‌کند (جریان) یا وصل نمی‌کند یعنی جریان صفر

$$i_D(t) = \begin{cases} \dfrac{v_i(t)}{R} & v_i(t) > 0 \\ 0 & v_i(t) < 0 \end{cases}$$

$v_i = V \cos \omega_0 t$

داریم منبع را در حالت خاص که فقط دامنه ثابت است

در نظر می‌گیریم بدون $g(t)$.

$s(t)$ قطع و وصل می‌کند و فقط مثبت می‌گذرد

و اینجا هم همینطوری عمل می‌کند جریان

$$i_D(t) = \frac{v_i(t)}{R} \cdot S(t) = \frac{V \cos \omega_0 t}{R}\left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos \omega_0 t + \dots\right)$$

$$= \frac{V}{\pi R} + \frac{V}{2R}\cos \omega_0 t + \dots$$

متوسط که گرفتیم این می‌شه نقطه‌ها متوسط می‌شه $\frac{V}{\pi R}$

پس باید یک فیلتر پایین‌گذر (LPF) به انتها اضافه کنیم

هدف ما از اول این است

$$\Rightarrow v_0(t) = \alpha \bar{i}_D \cdot R_0 = \alpha \frac{R_0}{\pi R} V$$

چون همین معادلهٔ متوسط‌گیری است هم با max و هم min را حساب کرد و با انتگرال از i_D متوسط گرفته.

PAPCO

Scanned by CamScanner

Subject
Date

- اگر دیود ما دارای ولتاژ هدایت $V_\gamma = V_0$ باشد (غیر ایده‌آل باشد):

$$i_D(t) = \begin{cases} \dfrac{v_i(t) - V_0}{R} & v_i(t) > V_0 \\ 0 & v_i(t) < V_0 \end{cases}$$

$$\Rightarrow V_o(t) = \alpha \bar{i}_D(t) R_o = \frac{\alpha v R_o}{\pi R} - \frac{\alpha V_0 R_o}{2R}$$

تا اینجا ورودی را با دامنه ثابت v در نظر گرفتیم

ولی حال اگر بخواهیم برای حالتی محاسبه کنیم که ورودی $g(t)$ هم داشته باشد

$$\text{if } v_i(t) = g(t)\cos\omega_c t \Rightarrow V_o(t) = \frac{\alpha R_o}{\pi R} g(t) - \frac{\alpha V_0 R_o}{2R}$$

$$i_D = i_{ES}\, e^{\frac{V_0}{V_T}}$$

$$V_0 = V_T\left(S - \frac{\ln R I_{ES}}{V_T}\right) \leftarrow$$

این فرمول را می‌دهد

v_0 صفر است اگر v_{out} به $v_i(t)$ ربط دارد.

$$\bar{I}_D = \frac{V_0}{R} F\left(\frac{v}{V_0}\right)$$

$$F\left(\frac{v}{V_0}\right) = \frac{1}{\pi}\left[\sqrt{\left(\frac{v}{V_0}\right)^2 - 1} - \cos^{-1}\left(\frac{V_0}{v}\right)\right]$$

رابطه فوق بصورت خطی در می‌آید $\dfrac{v}{V_0} > 4$

حالت استاتیکی:

$v_i(t) = g(t)\cos\omega_c(t)$ (دامنه تغییر می‌کند)

$$V_o(t) = \frac{\alpha R_o}{\pi R} g(t) - \frac{\alpha R_o V_0}{2R} \qquad g(t) > 4V_0$$

حالت دینامیکی:

$v_i(t) = C\cos\omega_c(t)$ (دامنه تغییر نمی‌کند)

$$V_o(t) = \frac{\alpha R_o v}{\pi R} - \frac{\alpha R_o V_0}{2R}$$

PAPCO

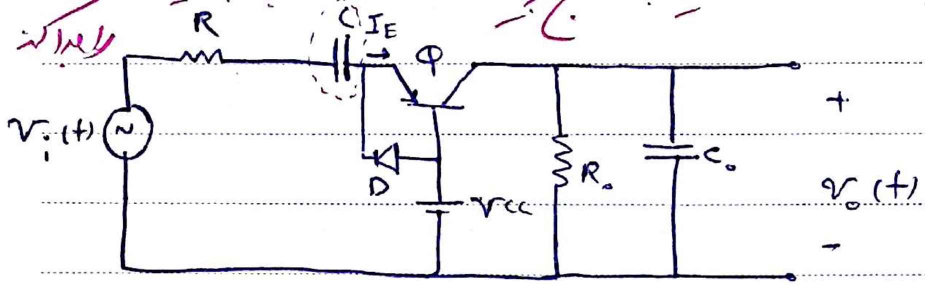
Scanned by CamScanner

Subject
Date

ساختار آشکارساز AM به روش متوسط پوشش :

ترانزیستور به صورت منبع ولتاژ

خازن و بایاس بر اثر آن اثر قسمت AC را ایجاد کند



مراحل طراحی آشکارساز :

1. v_o باید نزدیک به 0.2^v است و از رابطه $v_o = v_T\left[5-\ln\frac{R I_{ES}}{v_T}\right]$ می توان مقدار R را بدست آورد

2. ترانزیستور نباید وارد حالت اشباع گردد. با معلوم بودن ورودی و ولتاژ تغذیه می توان از روی این شرط (حالت اشباع) می توان مقدار مناسبی برای R_o بدست آورد

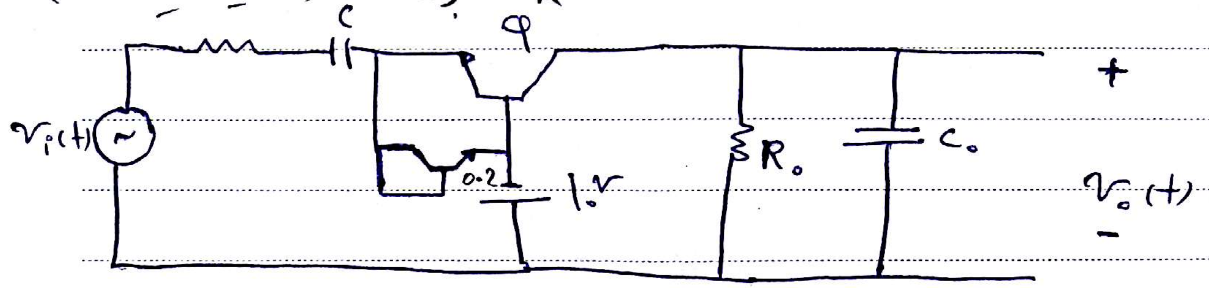
3. پهنای باند فیلتر خروجی (LPF) با فرکانس قطع $W_c = \frac{1}{R_o C_o}$ باید بزرگتر از W_m انتخاب شود

4. خازن ورودی در فرکانس حامل باید اتصال کوتاه شود $\left(\frac{1}{C w_o} < \frac{R}{10}\right)$

مثال) برای آشکارساز متوسط پوشش نشان داده شده مقادیر مجهول را به نحوی محاسبه نمائید که آشکارساز به صورت خطی انجام شود و مقدار $v_o(t)$ را محاسبه نمائید.

$$v_i = V_1\left[1+0.6\cos 10^3 t\right]\cos 10^8 t \quad , \quad I_{ES} = 2\times10^{-7} A$$

(در اینجا اندازه مدولاسیون مناسب است) — همان v_m



Scanned by CamScanner

✓ مدار شکل دهنده امواج ...

Subject
Date

$$v_0 = v_T\left[5 - \frac{\ln R I_{ES}}{v_T}\right] = 197^{mV}$$

برای کمینه مقدار را در نظر می‌گیریم

$g(t) > 4v_0 \Longrightarrow v_1 \geq 1.97^{V} \Longrightarrow v_1 = 2.5^{V}$

با توجه به فرمول $\Longrightarrow v_0(t) = \frac{\alpha R_0}{\pi R} g(t) - \frac{\alpha R_0}{2R} v_0$

$\Longrightarrow v_0(t) = -(250)^{\mu}\left(1 + 0.6\cos 10^3 t\right)\frac{R_0}{\pi} + 9.9^{\mu} R_0$ در نظر می‌گیریم $\alpha = 1$

زیرا ترانزیستور قرار داده شده می‌تواند مقدار α نزدیک 1 انتخاب شود.

ترانزیستور نباید به حالت اشباع برود:

$v_0(t) \geq -10.2^{V}$

$$\left[9.9 - \frac{250 \times 1.6}{\pi}\right] R_0 \geq -10.2^{V}$$

$\Longrightarrow R_0 \leq 87^{k\Omega}$ $R_0 = 68^{k\Omega}$

$v_0(t) = -4.7 - 3.2\cos 10^3 t$

$w_c = 10^4 \Longrightarrow w_c = \frac{1}{R_0 C_0} \Longrightarrow C_0 = 1500^{PF}$

دیگر اینکه حاصل خازن c باید اتصال کوتاه شود.

$c > \frac{10}{w_0 R} = \frac{10}{10^8 \times 10^4} = 10^{PF}$ خازن c جدا کننده dc و جزء اجزای خروجی است

$\frac{1}{10^8 C_0} = 6.8^{\Omega}$ امپدانس خازن خروجی (c) اتصال کوتاه می‌شود:

$\underline{\underline{w}}$ از این مقدار بزرگتر می‌کند مدار در حالت تشکیل می‌کند تو خروجی حاصل بزرگتری می‌کند

Scanned by CamScanner

تمارین فصل ۴ :

2، 6، 14، 18، 19،

فرمول ها فصل 5 : 9، 14،

تمارین فصل 5 : 3، 5، 9، 12

فرمول ها فصل 6 : 1، 2، 9،

تمارین فصل 6 : 3، 5،

فرمول ها فصل 7 : 13، 14، 16، 17، 22، 26، 27، 28،

تمارین فصل 7 : 4، 8،

فرمول ها فصل 8 : 1، 2، 3، 4، 8، 9، 10، 11، 12، 22، 23

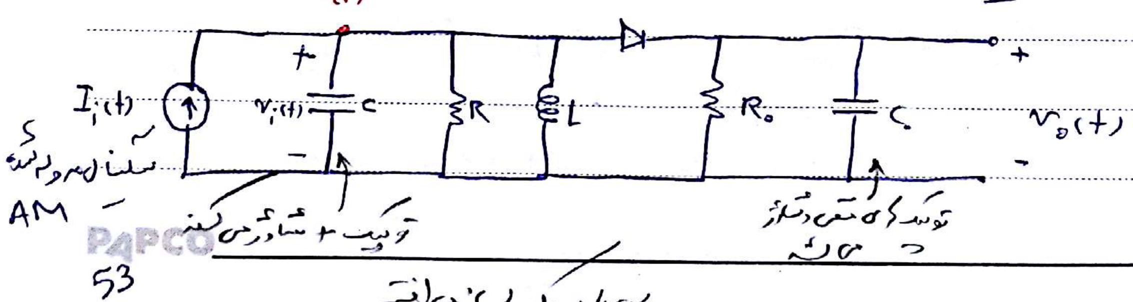
تمارین فصل 8 : 1، 3، 4،

جلسه هفدهم یکشنبه ۹۴/۳/۲۷

آشکارسازی پوشش (PED)

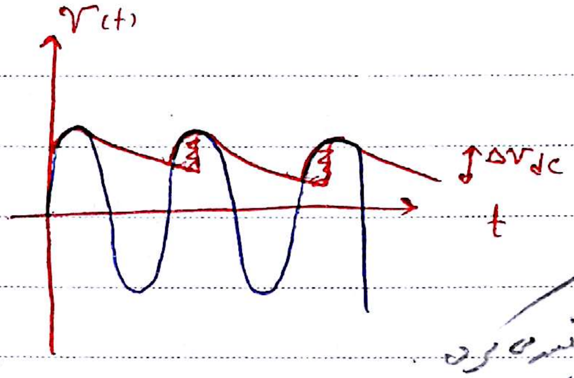
دو دسته داریم :

۱- آشکارسازی پوشش باند باریک (NBPED)



53

Subject
Date



هرچه خازن را بزرگتر بگیریم

در حالت استاتیکی دامنه تغییر نمی‌کند ولی در دینامیکی دامنه تغییر می‌کند

دو حالت استاتیکی و دینامیکی:

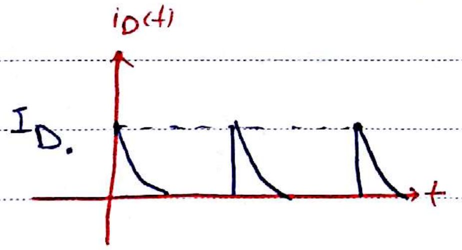
تحلیل استاتیکی (NBPED)

$I_i(t) = I_1 \cos \omega_0 t$

هر قدر Q_L زیاد باشد نشانگر کم بودن ریپل خروجی ما شود.

$v_i(t) = V_{DC} \cos \omega_0 t$

دیود در پیک گرما حرارت می‌گیرد در پیک حرارت نمی‌بیند



شبیه پالس ضربه جریان دیود می‌باشد : $i_D(t) = I_{D_0}(1 + 2\cos \omega_0 t + \dots)$

بعد از فیلتر $\Longrightarrow V_{DC} = R_0 I_{D_0}$

در درجه (۱) kcl را بنویسیم $\rightarrow I_1 \cos \omega_0 t = \frac{V_{DC}}{R} \cos \omega_0 t + 2 I_{D_0} \cos \omega_0 t$

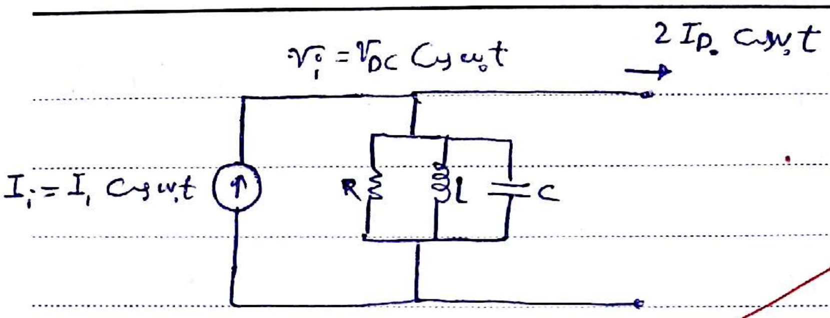
$\Rightarrow I_1 = \frac{V_{DC}}{R} + 2 I_{D_0} = \frac{R_0 I_{D_0}}{R} + 2 I_{D_0}$

$$\Rightarrow \boxed{I_{D_0} = \frac{R_T}{R_0} I_1 \quad , \quad R_T = R \parallel \frac{R_0}{2}}$$

PAPCO

Scanned by CamScanner

Subject
Date

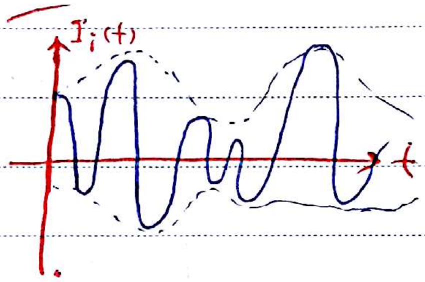


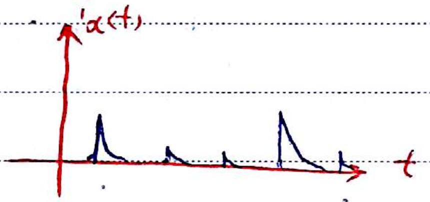
تحلیل دینامیکی نوسان‌سازها با پوش باند باریک (NBPED)

$I_i(t) = b(t) \cos \omega_0 t$

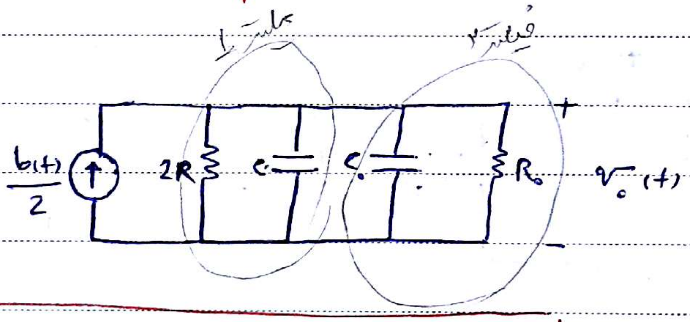
$\Rightarrow v_i = g(t) \cos \omega_0 t$

$\Rightarrow i_D(t) = I_{D0}(t)(1 + 2\cos \omega_0 t + \dots)$





مدار معادل تقریبی نوسان‌ساز $\equiv$



$$v_0(t) = g(t) = \frac{b(t)}{2} 2R_T \quad , \quad R_T = R \parallel \frac{R_0}{2}$$

شرایط عملی برای نوسان‌سازها:

1. ضریب کیفیت فیلتر RLC ورودی به همراه بار آن حتما بزرگ است.

3. مقدار ریپل در مدار باید کم باشد

$$\frac{\Delta v_{dc}}{v_{ac}} = \frac{I}{R_0 C_0} \ll 1 \quad , \quad T = \frac{2\pi}{\omega_0}$$

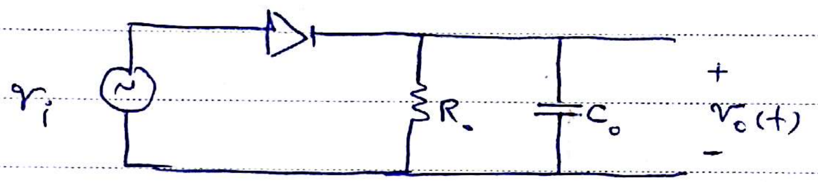
Scanned by CamScanner

3 برای انتقال بدون اعوجاج سیگنال اطلاعات پهنای باند (شرح) لازم است.

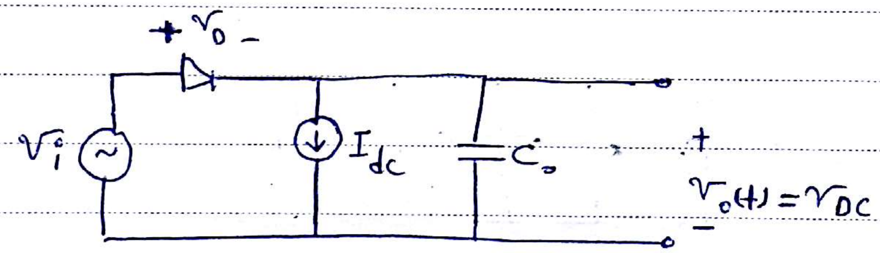
$$\frac{1}{(C+C_0)(2R_T)} \geq w_m$$

4 باید شرط زیر برقرار باشد: $R_0 C_0 < 2RC$

آشکارساز پیک پوشش باند وسیع (WBPED)



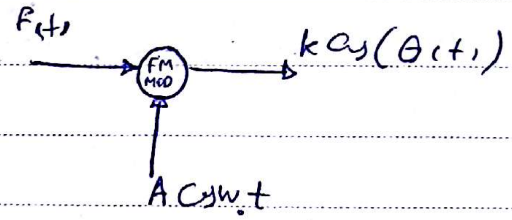
فیلتر (1)



فیلتر (2)

فصل هشتم:

مدولاتور FM:



$$\theta(t) = w_0 t + \Delta w \int_0^t f(\theta)\, d\theta$$

$$w_i(t) = \frac{d\theta}{dt} = w_0 + \Delta w f(t)$$

در AM نویز بیشتر روی دامنه تاثیر می‌گذارد. در FM نویز روی دامنه تاثیر می‌گذارد که در فرکانس تاثیر دارد

در FM پهنای باند بیشتر است و انتخاب مدارات FM استفاده می‌کنیم که

Subject
Date

$$v(t) = A\cos\left(w_c t + \Delta w \int_0^t f(\theta)\, d\theta\right)$$

f_c : فرکانس حامل

Δf : انحراف فرکانسی

f_m : بالاترین فرکانس $f(t)$ در تقریب سیگنال است.

بررسی پهنای باند B.W. : FM

اگر سیگنال پیام تک‌تُن (فرکانسی) در نظر بگیریم:

$$f(t) = \cos w_m t \Rightarrow v(t) = A\cos\left(w_c t + \frac{\Delta w}{w_m}\sin w_m t\right)$$

$\beta = \dfrac{\Delta w}{w_m}$: اندیس مدولاسیون

$D = \dfrac{\Delta w}{w_c}$: نسبت انحراف فرکانسی به فرکانس حامل

$$\Rightarrow v(t) = A\cos(w_c t + \beta \sin w_m t) = A g_1(t)\cos w_c t - A g_2(t)\sin w_c t$$

$$g_1(t) = \cos(\beta \sin w_m t) = J_0(\beta) + 2\sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta)\cos(2n w_m t)$$

$$g_2(t) = \sin(\beta \sin w_m t) = 2\sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta)\sin(2n+1) w_m t$$

$$\Rightarrow v(t) = A\left(J_0(\beta)\cos w_c t + J_1(\beta)\right)\left[\cos(w_c + w_m)t - \cos(w_c - w_m)t\right]$$

در فرکانس‌های $\pm w_c \pm n w_m$ بالا و پایین ضعیف می‌شوند

رابطه کارسون : $B.W_c = 2(\beta+1) w_m$

Scanned by CamScanner

Subject

Date

در این حالت پهنای باندها خیلی بزرگ می‌شود ⇒ $\beta \gg 1 \Rightarrow B.W.(WBFM) = 2\Delta w$

$\beta \ll 1 \Rightarrow B.W.(NBFM) = 2w_m$

حدوداً به پهنای باند AM نزدیک‌تر

روش‌های تولید سیگنال FM :

1. شبیه‌سازی معادله دیفرانسیل سیگنال FM (انتگرو دیفرانسیل) که شامل هم انتگرال می‌باشد و هم دیفرانسیل
2. شبه استاتیکی
3. تولید سیگنال نوسان‌دار از طریق یک عنصر غیرخطی بدون حافظه
4. روش آرمسترانگ

1 شبیه‌سازی معادله دیفرانسیل FM :

$$v(t) = A\cos\left(w_0 t + \Delta w \int_0^t f(\theta)\, d\theta\right) = A\cos(\theta_i(t))$$

$$w_i(t) = \frac{d\theta_i}{dt}$$

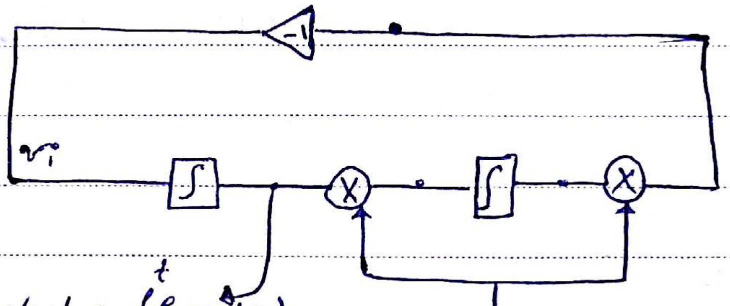
$$\Rightarrow v'(t) = \frac{dv(t)}{dt} = -A\, w_i(t) \sin\left(\int_0^t w_i(\theta)\, d\theta\right)$$

$$\Rightarrow \boxed{v'(t) + w_i(t) \int_0^t w_i(\theta)\, v(\theta)\, d\theta = 0}$$

PAPCO

Scanned by CamScanner

Subject
Date



$$v_i(t) = A\cos\left(\omega_i t + \Delta\omega \int^{t} f(\theta)\, d\theta\right)$$

$$\omega_i(t) = \omega_o + \Delta\omega \, f(t)$$

با سلول گیلبرت و op Amp می‌توان مدار روبرو را طراحی کرد.

روش شبه استاتیکی : در این روش از $\omega_i(t)$ به عنوان مشتق صرفنظر می‌کنیم

مشتق از رابطه قبلی

$$\Longrightarrow v(t) - \frac{v' \omega_i'}{\omega_i^3} + \frac{v''}{\omega_i^2} = 0$$

if $\omega_o \gg \Delta\omega$

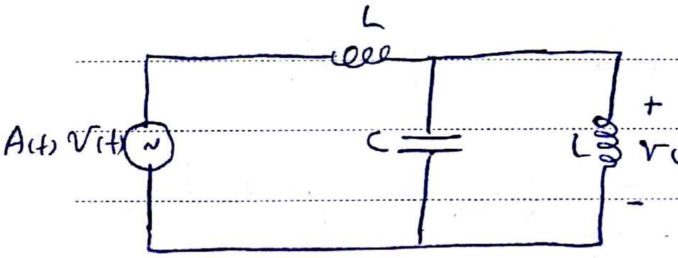
$\omega_o \gg \omega_m$

مقدار خیلی کمی خواهد بود $\frac{v' \omega_i'}{\omega_i^3}$

$$\Rightarrow \boxed{v(t) - \frac{2 v' \omega_i'}{\omega_i^3} + \frac{v''}{\omega_i^2} = 0}$$

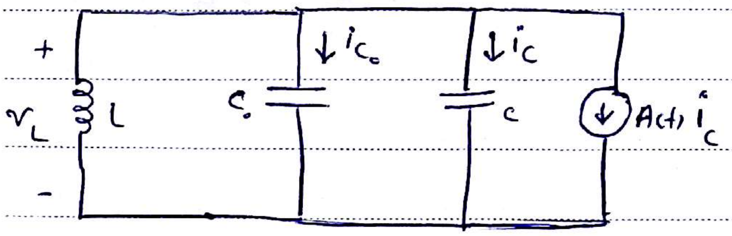
$$\boxed{v(t) + \frac{v''}{\omega_i^2} = 0}$$

مدار معادل این رابطه



$$\boxed{v(t) + \frac{v''}{\omega_i^2} = 0}$$

$$\boxed{\omega_i(t) = \sqrt{\frac{L + L_o}{C L L_o}\left(1 + \frac{L_o A(t)}{L_o + L}\right)}}$$



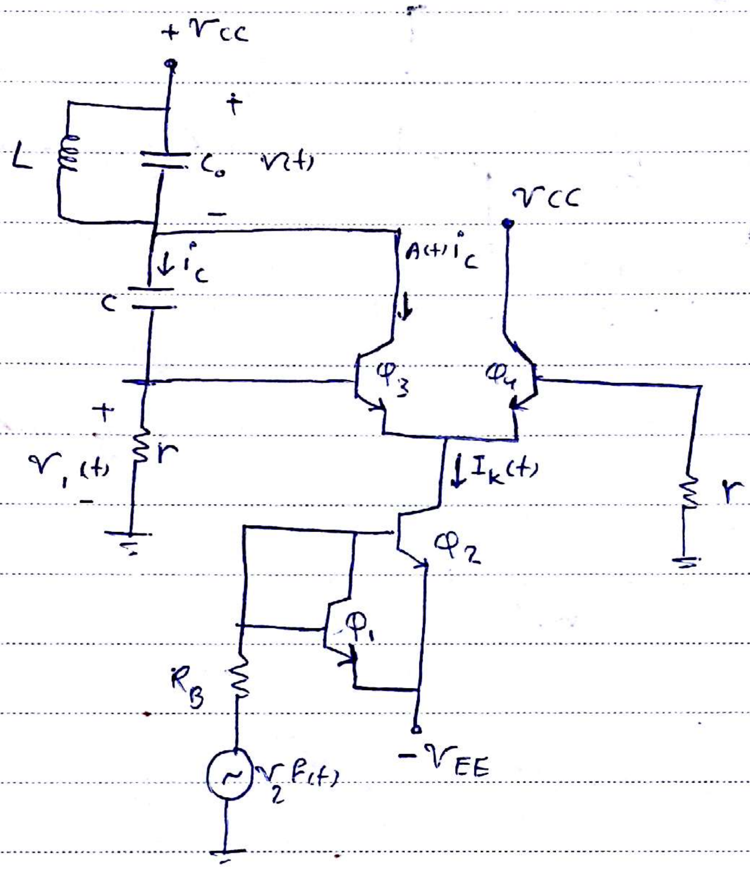
$$\boxed{v(t) - \frac{2 v' \omega_i'}{\omega_i^3} + \frac{v''}{\omega_i^2} = 0}$$

$$\boxed{\frac{1}{\omega_i(t)} = \sqrt{L(C + C_o)\left(1 + \frac{C A(t)}{C + C_o}\right)}}$$

Scanned by CamScanner

Subject
Date

مدار مدولاتور FM :



روش شبه استاتیکی :

مقاومت r خیلی کوچک می‌باشد و در نتیجه C و L باهم موازی خواهند شد.

$$g_m(t) = \frac{1}{2} g_{mQ} = \frac{1}{4}\frac{I_K(t)}{V_T} = \frac{1}{4V_T}\left(\overset{dc}{I_{K_0}} + \overset{ac}{I_{K_1}} f(t)\right)$$

$$i_{C_3} = g_m(t)\, v_1(t) \approx g_m(t) \cdot r\, i_C = \frac{r}{4V_T}\left(I_{K_0} + I_{K_1} f(t)\right) i_C$$

$$A(t)\, i_C = \left(A_0 + A_1 f(t)\right) i_C \Rightarrow A_0 = \frac{r I_{K_0}}{4V_T}\ ,\ A_1 = \frac{r I_{K_1}}{4V_T}$$

ω را با استفاده از اسیلاتور تولید می‌کنیم، و همچنین به وسیله‌ی کارهایی انجام می‌شود که تلفات سلف و خازن کاهش یابد.

مراجعه شود به شکل مدار در کتاب

Subject
Date

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C+C_0)(1+B)}}$$

$$\frac{\Delta w}{w_0} = \frac{-B\left(\frac{I_{k_1}}{I_{k_0}}\right)}{2(1+B)}$$

$$B = \frac{Cr\, I_{k_0}}{4V_T(C+C_0)}$$

$$I_k(t) = I_{k_0} + I_{k_1} f(t) \quad , \quad I_{k_0} = \frac{V_{EE} - V_\gamma}{R_B} \quad , \quad I_{k_1} = \frac{V_2}{R_B}$$

فرض: $I_{k_1} \simeq I_{k_0} \Rightarrow B = \frac{2\Delta w}{w_0}$

$$\frac{B V_t \varphi_T}{I_{k_0} R_{Loss}} < 0.1 \quad , \quad \varphi_T = R_{Loss}(C + C_0) w_0$$

روش آرمسترانگ جهت ساخت سیگنال FM:

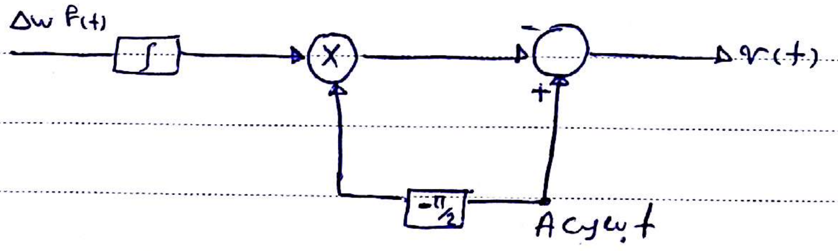
$$v(t) = A\cos\left(w_0 t + \Delta w \int f(\theta)\, d\theta\right) = A\cos w_0 t \cdot \cos\left(\Delta w \int f(\theta)\, d\theta\right) -$$

$$A \sin w_0 t \,\sin\left(\Delta w \int f(\theta)\, d\theta\right)$$

درحالت NBFM مقدار $\Delta w \int f(\theta)\, d\theta$ را ناچیز در نظر

$$v(t) \simeq A\cos w_0 t - A\left(\Delta w \int f(\theta)\, d\theta\right) \sin w_0 t$$

معادله فوق با یک مدولاتور AM قابل پیاده سازی است



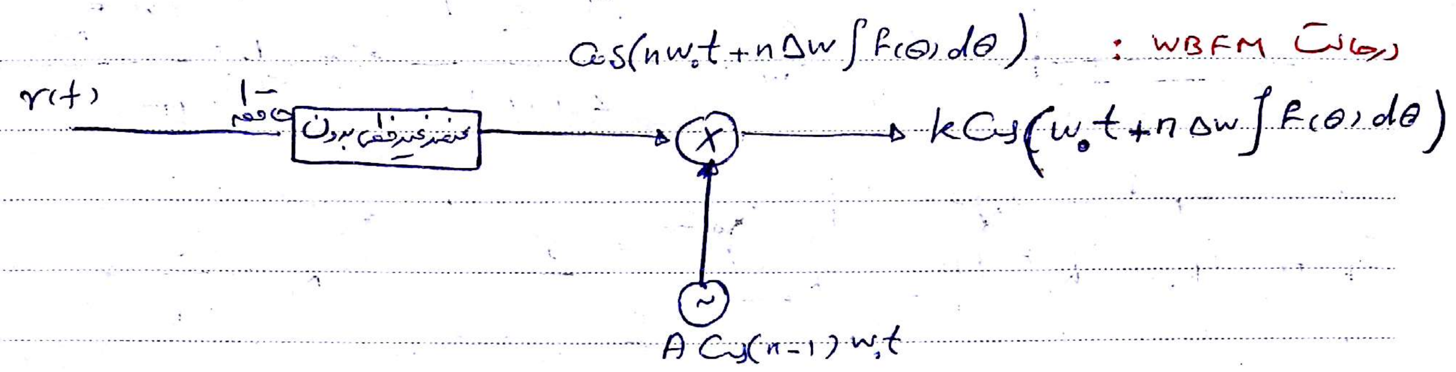
P4PCO

Scanned by CamScanner

Subject

Date

درحالت WBFM :



PAPCO

Scanned by CamScanner